



COURS EN310 : COMMUNICATIONS NUMÉRIQUES AVANCÉES

14/09/09

Benoît ESCRIG
ENSEIRB-MATMECA / IRIT

Bibliographie

2

- Rappaport : Wireless Communications, 2ème Edition, Ed Prentice Hall, 2002.
- Sklar : Digital Communications, Fundamentals And Applications, Ed. Prentice Hall, 2004.
- Proakis : Digital Communications, 4ème Edition, Ed Mac Graw Hill, 2001.
- Haykin, Moher : Modern Wireless Communications, Ed Prentice Hall, 2005.



Objectif général du cours

3

- Étudier les techniques de transmission utilisées dans les systèmes de communication sans fil

- Réseaux sans fil
- Systèmes de télédiffusion
- Systèmes de téléphonie mobile



Voie descendante, voie aller, downlink



réseau



abonné

Voie montante, voie retour, uplink

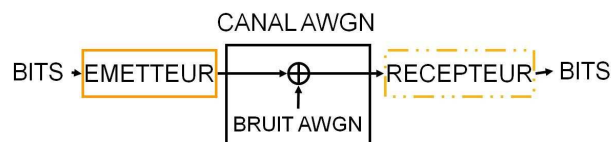


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Connaissances acquises durant les cours précédents

4

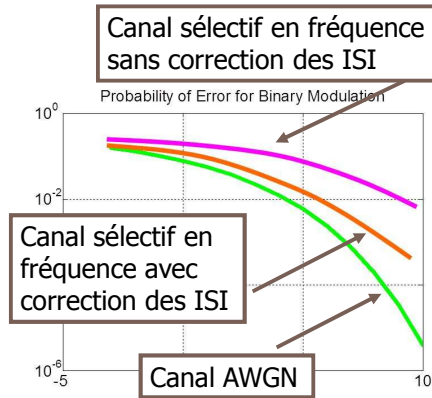
- Conception de l'émetteur et du récepteur dans le cas d'un canal idéal : canal AWGN (Additive White Gaussian Noise)
- Intérêt du canal AWGN : établissement des performances de référence
- Pré-requis: communications numériques sur canal AWGN



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Apport des techniques de transmission avancées

- Conséquences des dégradations apportées à un canal AWGN : dégradation des performances en termes de BER
- Solution : mise en œuvre de techniques de transmission pour retrouver les performances établies dans le canal AWGN

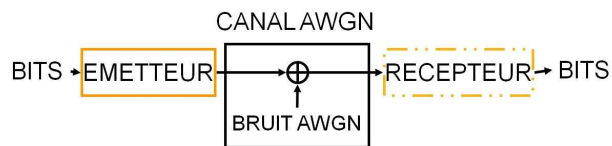


16/11/2010

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT

Canal AWGN vs canal de communication sans fil

6



CANAL DE COMMUNICATION SANS FIL



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Objectifs du cours

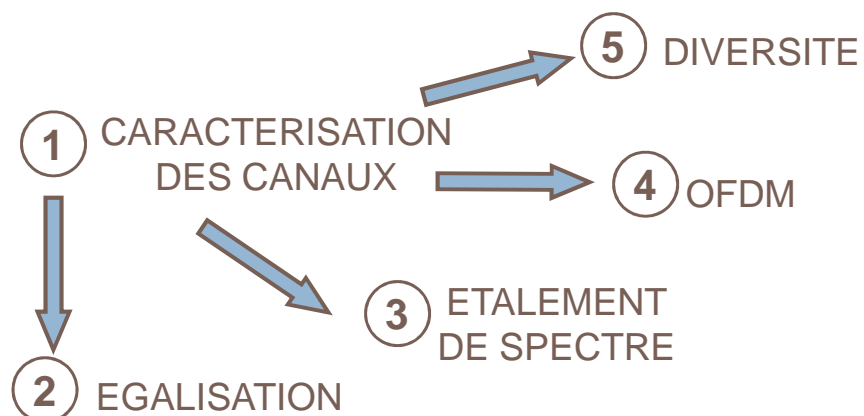
7

- **CARACTERISATION DES CANAUX DE COMMUNICATION SANS FIL :**
 - Trajets multiples, fading, slow et fast fading, sélectivité en fréquence et flat fading
- **TECHNIQUES DE TRANSMISSION :**
 - Égalisation, étalement de spectre, OFDM, diversité
- **UTILISATION DES TECHNIQUES DANS LES SYSTEMES SANS FIL :**
 - GSM, IS-95, DVB-T, WiMAX, UMTS

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Plan du cours en 5 leçons

8



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Plan du cours

9

- I. Caractérisation des canaux
- II. Égalisation
- III. Étalement de spectre
- IV. OFDM
- V. Diversité
- VI. Récapitulatif, conclusion et perspectives

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Plan du cours

10

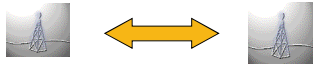
- I. Caractérisation des canaux**
- II. Égalisation
- III. Étalement de spectre
- IV. OFDM
- V. Diversité
- VI. Récapitulatif, conclusion et perspectives

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Modèle idéal : propagation en espace libre

11

- Hypothèses : milieu dépourvu d'obstacle, uniforme et non absorbant
- Atténuation de la puissance émise par un facteur $L_p(d)$: perte de trajet (path loss)



$$r(t) = \alpha s(t) + n(t)$$

$$\alpha = \frac{1}{L_p(d)}$$

Exemple : cas d'une antenne isotropique

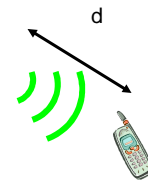
Rappel : $\lambda = c/f$ avec $c=3.10^8$ m/s

Application numérique : GSM

Fréquence : 900 MHz

Affaiblissement pour $d=100$ m : 70 dB

$$L_p(d) = \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2}$$



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

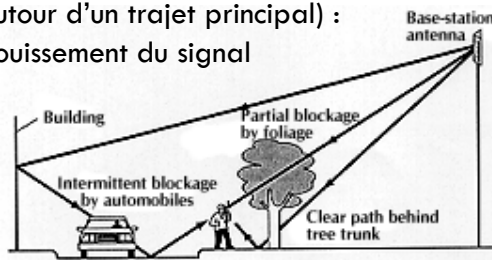
Propagation réelle : phénomène de trajets multiples (multipath) et d'évanouissement (fading)

12

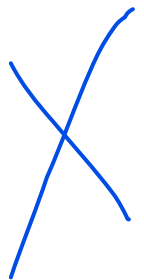
- Réalité de la propagation des ondes : une infinité de trajets entre l'émetteur et le récepteur
- Trajets séparables : modélisation par des trajets multiples
- Trajets non séparables (autour d'un trajet principal) : modélisation par un évanouissement du signal

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i s(t - \tau_i) + n(t)$$

$$r(t) = h(t) s[t - \tau(t)] + n(t)$$



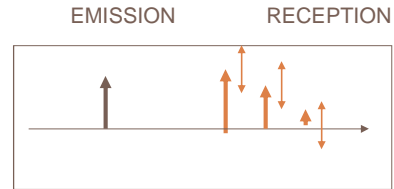
RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010



Modèle réel : combinaison de trajets multiples et de fading

13

- Signal reçu $r(t)$: somme de N trajets issus de $s(t)$, affectés de gains et de retards variant aléatoirement dans le temps



$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i(t) s(t - \tau_i) + n(t)$$

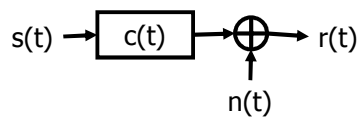
RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Exemple de canal à trajets multiples :

$$c(t) = \delta(t) + 0,5\delta(t-T)$$

14

- T : période symbole

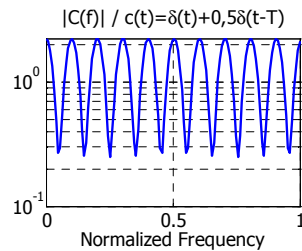
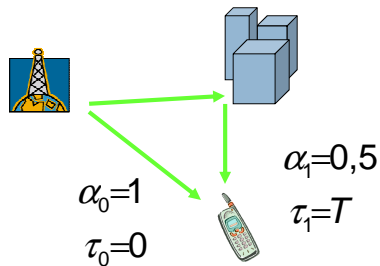


$$r(t) = c(t) * s(t) + n(t)$$

$$r(t) = s(t) + 0,5s(t-T) + n(t)$$

$$c(t) = \delta(t) + 0,5\delta(t-T)$$

$$C(f) = 1 + 0,5\exp(-j2\pi fT)$$

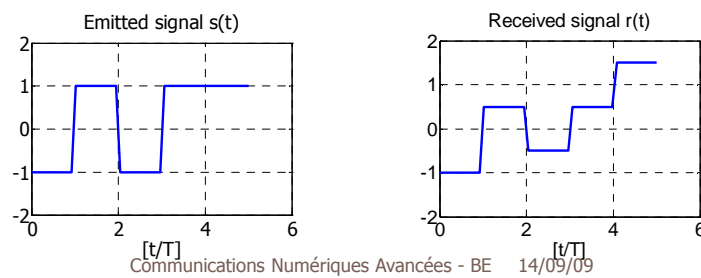


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conséquence : sélectivité en fréquence

15

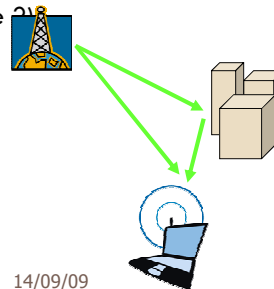
- La fonction de transfert $C(f)$ n'est pas constante et introduit des interférences entre symboles ou ISI (Inter-Symbols Interferences).



Exemple : canaux SC WiMAX

16

- Canaux pour les transmissions mono-porteuse SC (Single Carrier).
- Trois types de canaux avec LOS (Line Of Sight) :
 - ▣ Type 0 : bonne transmission.
 - ▣ Type 1 et 2 : transmissions pratiques (1 meilleur que



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : canaux SC WiMAX

17

$$H(j\omega) = C_1 * \exp(-j * \omega T_1) + C_2 * \exp(-j * \omega T_2) + C_3 * \exp(-j * \omega T_3)$$

Propagation model	Tap number i	Tap amplitude Ci	Tap delay Ti
Type 0	1	1.0	0
Type 1	1	0.995	0
	2	$0.995 \exp(-j0.75)$	400/R
Type 2	1	$0.286 \exp(-j0.75)$	0
	2	0.953	400/R
	3	-0.095	800/R

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

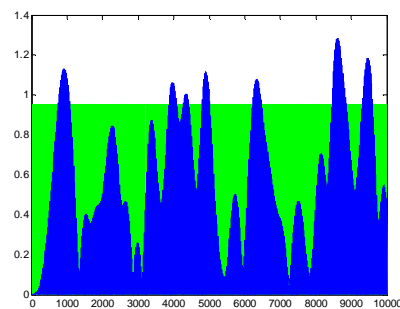
R en MBd

Conséquence du fading : disparition du signal

18

- Visualisation de l'enveloppe des signaux émis et reçus.

$$r(t) = \alpha(t) e^{-j\varphi(t)} s[t - \tau(t)] + n(t)$$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

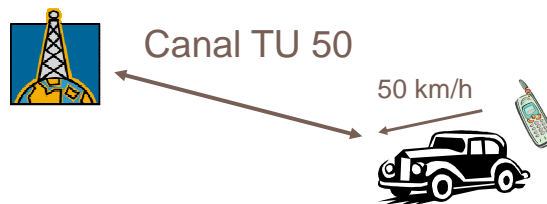
Exemple : modèle TU 50

19

- Typical Urban 50 km/h
- Modèle de propagation pour le GSM
- Retards fixes, gains de Rayleigh



Delays (in ns)	0	200	500	1600	2300	5000
Powers (in dB)	-3.0	0.0	-3.0	-6.0	-8.0	-10.0

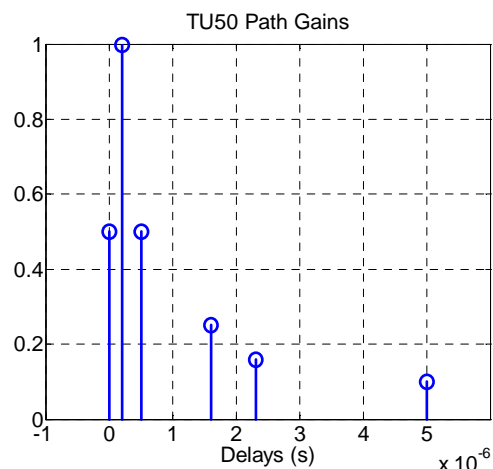


RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Exemple : modèle TU 50 Réponse impulsionnelle

20

- Débit = 270,83 kbit/s
- $T = 1/D = 36,92 \mu\text{s}$
- $OvsF = 8$
- $T_e = T/OvsF = 4,62 \mu\text{s}$
- $f_c = 900 \text{ MHz}$
- $v = 50 \text{ km/s}$
- $c = 3e8 \text{ m/s}$
- $f_d = f_c * v/c$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conclusion

21

- Modèle de propagation en espace libre trop simple
- **Caractérisation des phénomènes de trajets multiples et de fading :**
 - Gain des canaux
 - Fonction de transfert
 - Vitesse de variation

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

I. Caractérisation des canaux

22

1. Fading à long terme et à court terme
2. Loi des gains multiplicatifs
3. Étalement temporel du signal
4. Variation temporelle du canal

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

I. Caractérisation des canaux

23

1. Fading à long terme et à court terme

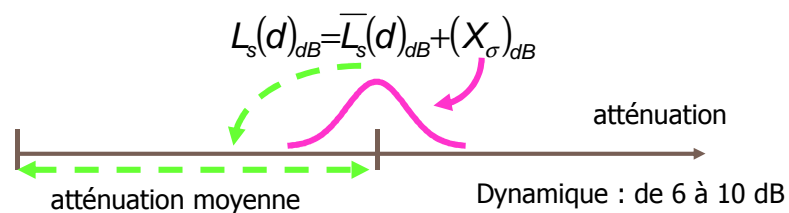
2. Loi des gains multiplicatifs
3. Étalement temporel du signal
4. Variation temporelle du canal

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Fading à long terme (shadowing)

24

- **Causes :** gros obstacles (collines, forêts, immeubles, ...).
- **Conséquence :** atténuation de la puissance émise.
- **Caractéristiques statistiques du fading à long terme**
 - **Perte moyenne de trajet** exprimée par des relations proches de l'atténuation en espace libre (atténuation en d^n).
 - Variations log-normales autour de la perte moyenne.

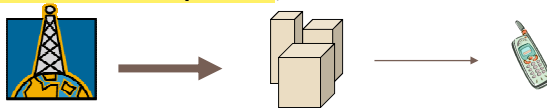


RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Perte moyenne de trajet

25

- Perte exprimée par des relations proches de l'atténuation en espace libre.
- Atténuation en $1/d^n$ où d représente la distance émetteur-récepteur (plus il y a d'obstacles, plus n augmente).
- Exemple de modèle : les modèles de Okamura-Hata permettent de calculer l'atténuation moyenne en fonction de la fréquence, des hauteurs des antennes.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Remarques sur les modèles du type Okamura-Hata

26

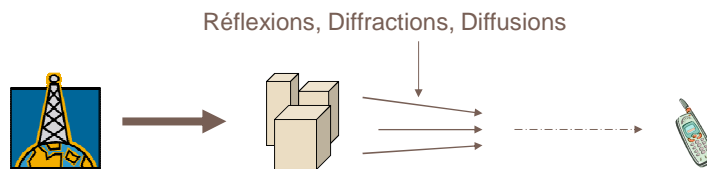
- Modèles empiriques fondés sur des mesures.
 - ▣ Valables pour un environnement donné, pour de grandes cellules (distance terminal/station de base > 1 km) et pour des fréquences de 150 MHz à 1,5 GHz (élimination des conditions locales).
 - ▣ Nécessité d'adapter le modèle à l'environnement considéré.
- Existence de modèles physiques : trop complexes.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Fading à court terme

27

- **Causes** : mouvements (aussi petits que $\lambda/2$) entre l'émetteur et le récepteur.
- **Conséquences** : distorsions sur le signal émis.
- **Caractéristiques statistiques du fading à court terme**
 - ▣ **Statistique des atténuations** : loi des gains multiplicatifs.
 - ▣ **Importance de l'ISI** : étalement temporel du signal.
 - ▣ **Vitesse à la laquelle le canal varie** : variation temporelle du canal.



I. Caractérisation des canaux

28

1. Fading à long terme et à court terme
2. **Loi des gains multiplicatifs**
3. Étalement temporel du signal
4. Variation temporelle du canal

Fading de Rice (Rician fading)

29

- Signal reçu $r(t)$: plusieurs trajets et une composante LOS.
- $|h|$ suit une loi de Rice.
- La phase de h est uniformément répartie sur $[0, 2\pi]$.
- h_c et h_s sont gaussiens de moyennes respectives m_c et m_s et d'égale variance σ^2 .

$$s^2 = m_c^2 + m_s^2$$

$$r(t) = h s(t) + n(t)$$



$$h = h_c + jh_s$$

Facteur K : rapport entre la puissance de la composante en ligne de mire s^2 et celle de la composante diffusée $2\sigma^2$.

Puissance moyenne W : somme de la puissance de la composante en ligne s^2 de mire et de la puissance diffusée $2\sigma^2$.

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

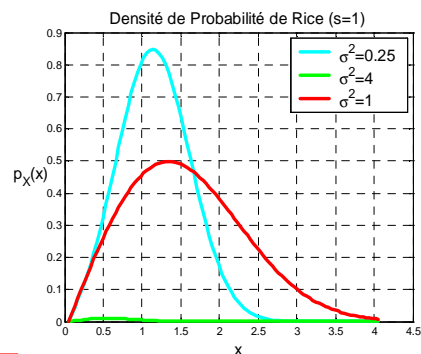
Fading de Rice

30

- Loi de $|h|$: loi de Rice.
- $I_0(x)$ fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre 0.
- s paramètre de non-centralité.

$$s^2 = m_c^2 + m_s^2$$

$$p_{|h|}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{s^2 + x^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(x \frac{s}{\sigma^2}\right)$$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Démonstration

31

- A t fixé, les parties réelles et imaginaires h_c et h_s sont des VAs X_1 et $X_2 \sim N(m, \sigma^2)$.
- Conséquence : la VA $Y = X_1^2 + X_2^2$ suit une loi du χ^2 à 2 degrés de liberté non centrée.
- Avec un changement de variable, R , la racine carrée de Y , suit une loi de Rice.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : modèles RAX

32

- **Modèle de propagation en milieu rural**
- Le 'x' désigne la vitesse du terminal
- Source : 3GPP TS 05.05 (08/2003)

GSM[®]



C.3.1 Typical case for rural area (RAX): (6 tap setting)

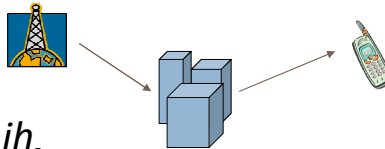
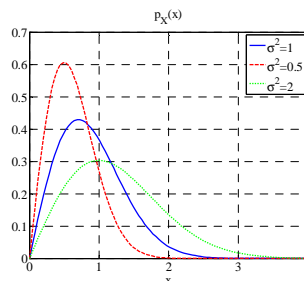
Tap number	Relative time (μ s)		Average relative power (dB)		doppler spectrum
	(1)	(2)	(1)	(2)	
1	0,0	0,0	0,0	0,0	RICE
2	0,1	0,2	-4,0	-2,0	CLASS
3	0,2	0,4	-8,0	-10,0	CLASS
4	0,3	0,6	-12,0	-20,0	CLASS
5	0,4	-	-16,0	-	CLASS
6	0,5	-	-20,0	-	CLASS

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Fading de Rayleigh (Rayleigh fading)

33

- Signal reçu $r(t)$: plusieurs trajets et une composante LOS.
- $|h|$ suit une loi de Rayleigh.
- La phase de h est uniformément répartie sur $[0, 2\pi]$.
- h_c et h_s sont gaussiens de moyennes nulles et d'égale variance σ^2 .



$$r(t) = h s(t) + n(t) \quad h = h_c + j h_s$$

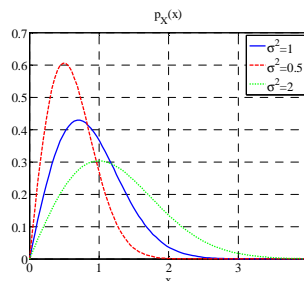
RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Fading de Rayleigh

34

- Loi de $|h|$: loi de Rayleigh.
- C'est le modèle de fading privilégié car il modélise les conditions les plus sévères avec l'expression la plus simple.

$$p_{|h|}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Démonstration

35

- A t fixé, les parties réelles et imaginaires h_c et h_s sont des VAs X_1 et $X_2 \sim N(0, \sigma^2)$.
- Conséquence : la VA $Y = X_1^2 + X_2^2$ suit une loi du χ^2 à 2 degrés de liberté.
- Avec un changement de variable, R , la racine carrée de Y suit une loi de Rayleigh.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : modèles HTx

36



- **Modèle de propagation en terrain avec collines.**
- Le 'x' désigne la vitesse du terminal
- Source : 3GPP TS 05.05 (08/2003).

C.3.2 Typical case for hilly terrain (HTx): (12 tap setting)

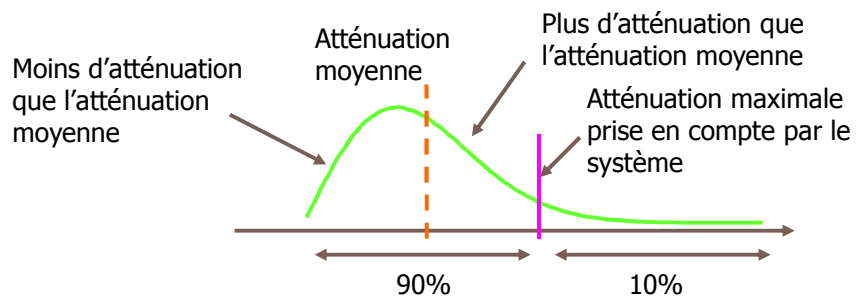
Tap number	Relative time (μ s)		Average relative power (dB)		doppler spectrum
	(1)	(2)	(1)	(2)	
1	0,0	0,0	-10,0	-10,0	CLASS
2	0,1	0,2	-8,0	-8,0	CLASS
3	0,3	0,4	-6,0	-6,0	CLASS
4	0,5	0,6	-4,0	-4,0	CLASS
5	0,7	0,8	0,0	0,0	CLASS
6	1,0	2,0	0,0	0,0	CLASS
7	1,3	2,4	-4,0	-4,0	CLASS
8	15,0	15,0	-8,0	-8,0	CLASS
9	15,2	15,2	-9,0	-9,0	CLASS
10	15,7	15,8	-10,0	-10,0	CLASS
11	17,2	17,2	-12,0	-12,0	CLASS
12	20,0	20,0	-14,0	-14,0	CLASS

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Bilan de liaison (Link Budget)

37

- **Bilan de puissance entre l'émetteur et le récepteur.**
- En connaissant la puissance nécessaire à la réception et l'atténuation, il est possible de déterminer la puissance à émettre.

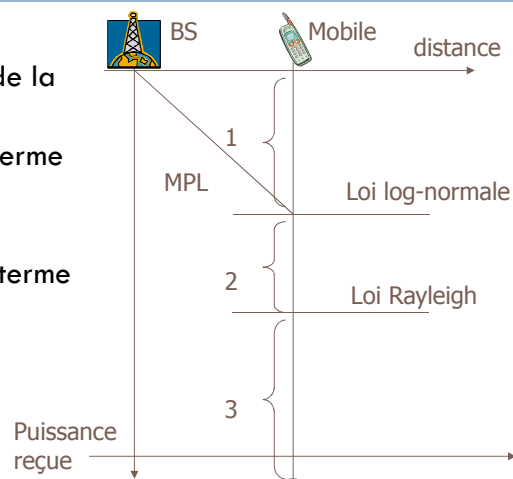


RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Bilan de liaison

38

- 1 : perte moyenne, fonction de la distance.
- 2 : perte de fading à long terme
 - Entre 7 et 10 dB
 - 6 dB pour le WiMAX
- 3 : perte de fading à court terme
 - Entre 2 et 4 dB
 - 4 dB pour le WiMAX



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

I. Caractérisation des canaux

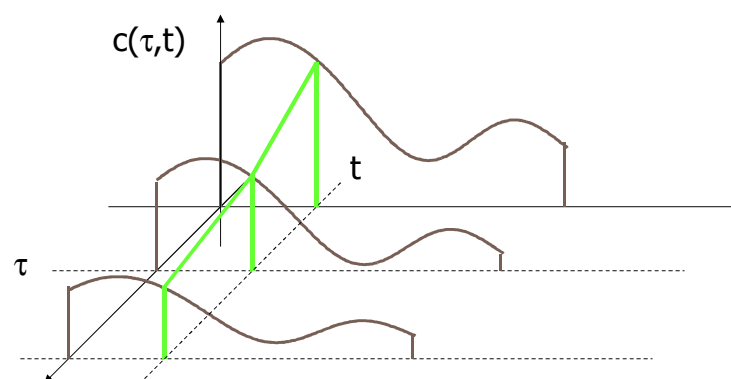
39

1. Fading à long terme et à court terme
2. Loi des gains multiplicatifs
- 3. Étalement temporel du signal**
4. Variation temporelle du canal

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Réponse impulsionnelle $c(\tau, t)$ variant dans le temps

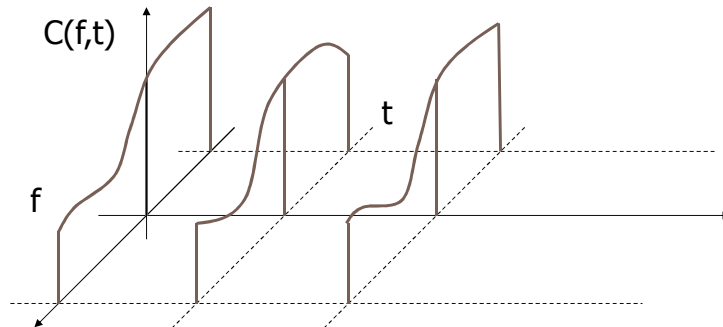
40



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Fonction de transfert $C(f,t)$ variant dans le temps

41

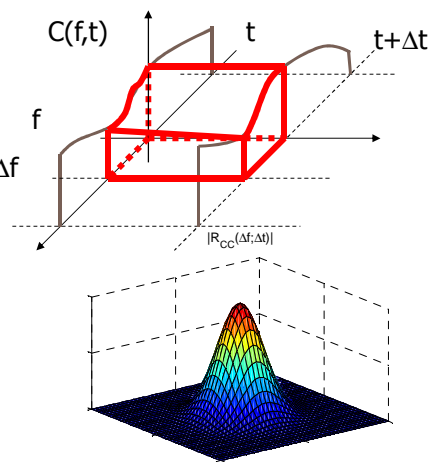


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Fonction d'auto-corrélation en temps et en fréquence

42

- Les caractéristiques de fading se déduisent de la fonction d'auto-corrélation en temps et en fréquence de la fonction de transfert du canal.
- La fonction se calcule pour un incrément en fréquence Δf et un incrément temporel Δt : $R_{CC}(\Delta f; \Delta t)$.

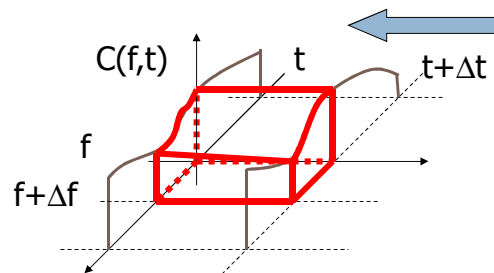


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Première caractérisation : fonction d'auto-corrélation $R_{CC}(\Delta f; 0)$

43

- Prendre $R_{CC}(\Delta f; \Delta t)$ avec un incrément en fréquence Δf et un incrément temporel Δt tendant vers 0
- En fréquence, $R_{CC}(\Delta f; 0)$ mesure la ressemblance de deux fonctions de transfert à deux fréquences séparées de Δf

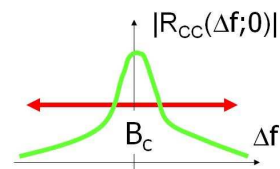


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Corrélation en fréquence et bande de cohérence B_c

44

- $R_{CC}(\Delta f; 0)$: corrélation en fréquence de la fonction de transfert variant dans le temps
- Indication : corrélation entre deux points de la fonction de transfert pris à deux fréquences séparées de Δf .
- Bande de cohérence B_c : bande de fréquence pour laquelle la fonction $R_{CC}(\Delta f; 0)$ est à peu près non nulle, approximation de la bande sur laquelle le canal filtre de la même façon les composantes spectrales du signal émis.

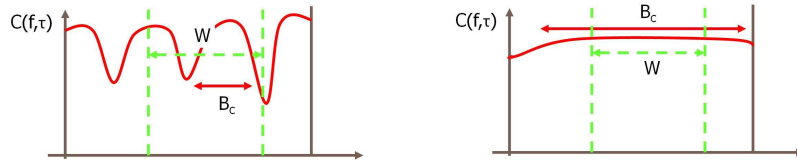


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

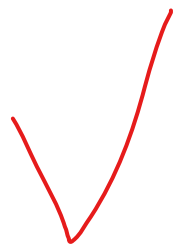
Bande de cohérence B_c

45

- B_c : approximation de la bande sur laquelle le canal se comporte comme un gain constant.
- La bande de cohérence B_c permet de caractériser la présence d'ISI dans le signal reçu.
- Sélectivité en fréquence
 - $B_c < W$: canal sélectif en fréquence (frequency selective channel).
 - $B_c > W$: canal non sélectif en fréquence (flat fading).



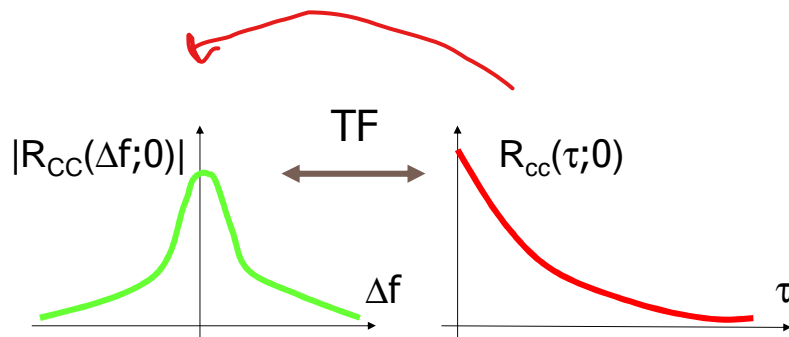
RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010



Deuxième caractérisation

46

- Calcul de la transformée de Fourier (TF) de $R_{CC}(\Delta f; 0)$: $R_{CC}(\tau; 0)$.

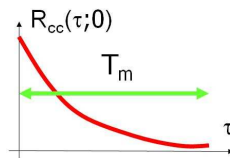


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Profil de l'intensité des trajets multiples et étalement des trajets multiples T_m

47

- $R_{cc}(\tau;0)$: évolution de la puissance à la sortie du canal en fonction du retard τ
- Indication: quantité de puissance restant à récupérer en fonction du retard
- Étalement des trajets multiples T_m : temps pendant lequel la fonction $R_{cc}(\tau;0)$ est à peu près non nulle, approximation du temps pendant lequel toute l'énergie servant à émettre un symbole va être consommée



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Étalement des trajets multiples T_m

48

- T_m : approximation du temps pendant lequel toute l'énergie servant à émettre un symbole va être consommée.
- $T_m > T$: canal sélectif en fréquence (frequency selective channel).
 - ✗ □ L'énergie émise pendant une durée T est récupérée sur une durée supérieure à T .
 - Dispersion de l'énergie transmise pour un symbole au delà de la durée d'un symbole.
 - Conséquence : ISI (Inter Symbol Interference).
- $T_m < T$: canal non sélectif en fréquence (flat fading).
 - ✗ □ L'énergie émise pendant une durée T est récupérée sur une durée inférieure à T .
 - Pas d'ISI mais un risque de combinaison destructive des trajets.
 - Conséquence : chute possible du SNR.

$$B_c \approx \frac{1}{T_m}$$

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Valeurs de T_m et de B_c

49

- Parfois, la seule valeur de T_m ne suffit pas et il faut utiliser l'écart type de T_m noté σ_τ .
- Les relations entre B_c et σ_τ sont souvent empiriques et dépendent du type de système étudié.
- Exemple : GSM
 - $W=200\text{kHz}$.
 - Écart-type des retards dans environnement urbain : $\sigma_\tau=2\mu\text{s}$.
 - $B_c=138\text{kHz}$.
 - $B_c < W$.
 - Conclusion : canal sélectif en fréquence, présence d'ISI.

$$\begin{aligned} \text{mobile} \quad B_c &= \frac{0,276}{\sigma_\tau} \\ \text{iono} \quad B_c &= \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \end{aligned}$$

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

I. Caractérisation des canaux

50

1. Fading à long terme et à court terme
2. Loi des gains multiplicatifs
3. Étalement temporel du signal
4. **Variation temporelle du canal**

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Variation temporelle du canal

51

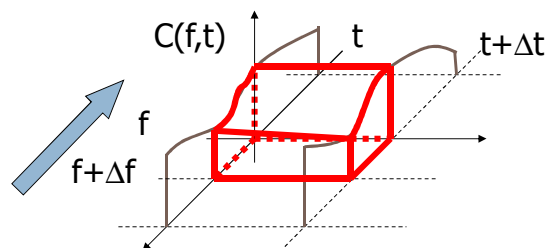
- B_c et T_m ne caractérisent pas la nature variant dans le temps du canal.
- La variation temporelle du canal est due aux mouvements de l'émetteur, du récepteur ou de tout obstacle entre les deux.
- Ces déplacements impliquent des changements de trajets et donc des changements du canal.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Troisième caractérisation : fonction d'auto-corrélation $R_{CC}(0;\Delta t)$

52

- Prendre $R_{CC}(\Delta f;\Delta t)$ avec un incrément en fréquence Δf tendant vers 0 et un incrément temporel Δt
- La fonction $R_{CC}(0;\Delta t)$ mesure la ressemblance de deux fonctions de transfert prises à des instants séparés de Δt

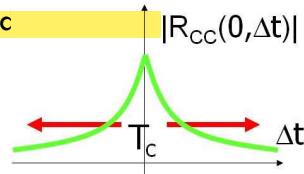


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Corrélation en temps et emps de cohérence T_c

53

- $R_{CC}(0;\Delta t)$: corrélation en temps de la fonction de transfert variant dans le temps
- Indication : corrélation temporelle entre deux valeurs de la fonction de transfert prises à deux temps séparés de Δt
- Temps de cohérence T_c : durée sur laquelle la fonction $R_{CC}(0;\Delta t)$ est à peu près non nulle, approximation du temps pendant lequel le comportement c relativement constant



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Temps de cohérence T_c

54

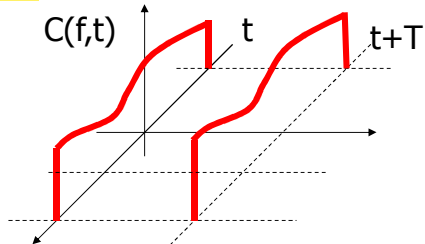
- T_c : approximation du temps pendant lequel le comportement du canal est constant.
- Le temps de cohérence T_c caractérise la variation temporelle du canal dans le domaine temporel.
- Slow fading si $T_c > T$
 - Interprétation : le canal change lentement.
 - Il est possible d'adapter les techniques de réception aux changements du canal.
- Fast fading si $T_c < T$
 - Interprétation : le canal change très rapidement.
 - Conséquence : il est impossible d'adapter les techniques de réception aux changements du canal.

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Exemple

55

- Slow fading : sur une période symbole T , la fonction de transfert n'a pratiquement pas changé.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple d'application : GSM

56

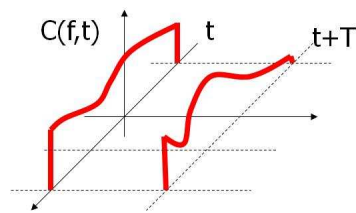
- Vitesse mobile : $v=50\text{km/h}$.
- Porteuse : $f_c=900\text{MHz}$.
- $T_c = c/(2vf_c) = 12 \text{ ms}$.
- $T_{\text{slot}}=0,577 \text{ ms}$, temps d'émission d'un utilisateur par frame TDMA.
- Donc, $T_c > 20 \times T_{\text{slot}}$
- Le temps entre deux changements du canal est long par rapport à la durée d'émission.
- Donc fading lent et égalisation adaptative possible.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Fast fading si $T_c < T$

57

- Le temps pendant lequel le comportement du canal est identique est plus petit que la période symbole.
- Interprétation : le canal change très rapidement.
- Conséquence : il est impossible d'adapter les techniques de réception aux changements du canal.
- Solution : choisir des techniques robustes vis-à-vis de ce type de perturbations.

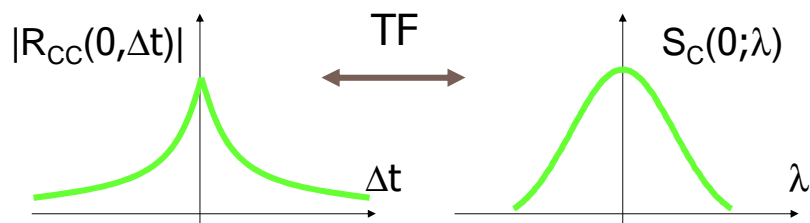


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Quatrième caractérisation

58

- Calcul de la transformée de Fourier (TF) de $R_{CC}(0;\Delta t)$: $S_C(0;\lambda)$.

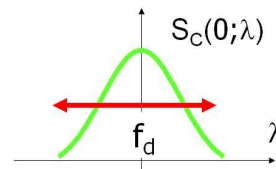


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Spectre de puissance Doppler et étalement Doppler f_d

59

- $S_C(0;\lambda)$: puissance du signal reçu en fonction du décalage Doppler
- **Indication** : savoir si une composante spectrale donnée va être étalée ou pas dans le domaine des fréquences
- **Étalement Doppler f_d** : bande de fréquence pour laquelle la fonction est à peu près non nulle, approximation de **la bande sur laquelle le canal étale les composantes spectrales**



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Étalement Doppler f_d

60

- f_d : approximation de la bande sur laquelle le canal étale les composantes spectrales.
- **Slow fading si $f_d < W$**
 - La bande sur laquelle le canal étale les composantes spectrales est inférieure à la bande occupée par le signal.
 - Interprétation : le canal varie lentement dans le temps.
- **Fast fading si $f_d > W$**
 - La bande sur laquelle le canal étale les composantes spectrales est supérieure à la bande occupée par le signal.
 - Interprétation : le canal varie rapidement dans le temps.

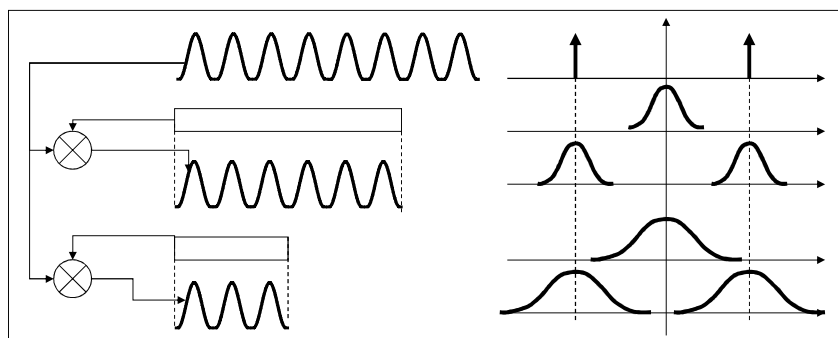
$$T_c \approx \frac{1}{f_d}$$

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Analogie avec les modulations

61

- Plus le canal varie vite, plus il y a d'étalement.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Tableau récapitulatif

62

Etalement temporel du signal	Variation temporelle du canal
Canal sélectif en fréquence (ISI) $T_m > T$	Fading rapide (échec PLL, fort Doppler) $f_d > W$
Flat Fading (perte de SNR) $T_m < T$	Fading lent (perte de SNR) $f_d < W$
Canal sélectif en fréquence (ISI) $B_c < W$	Fading rapide (échec PLL, fort Doppler) $T_c < T$
Flat Fading (perte de SNR) $B_c > W$	Fading lent (perte de SNR) $T_c > T$

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Conclusion

63

- Deux types de fading pour les communications sans fil.
- Fading à long terme : atténuation de la puissance émise.
- Fading à court terme : déformation du signal émis.
- Compensation du fading à long terme :
 - Augmenter la puissance émise ou diminuer la puissance requise à l'arrivée (par des codes correcteurs par exemple).
- Compensation du fading à court terme :
 - Utiliser des techniques de transmission telles que l'égalisation, l'étalement de spectre, l'OFDM, les techniques de diversité en fonction du type de fading.

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Plan du cours

64

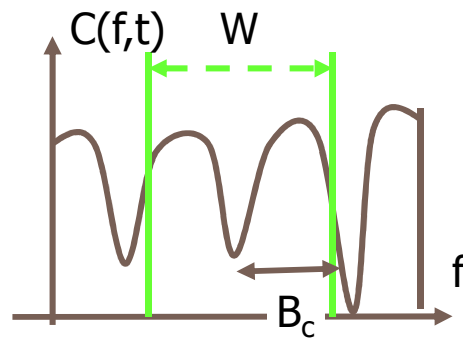
- I. Caractérisation des canaux
- II. **Égalisation**
- III. Étalement de spectre
- IV. OFDM
- V. Diversité
- VI. Récapitulatif, conclusion et perspectives

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Canaux sélectifs en fréquence

65

- $B_c < W$
- Conséquence : ISI.
- Idée de base : un égaliseur pour compenser les atténuations du canal dans certaines bandes de fréquences.



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Égalisation temporelle et égalisation en fréquence

66

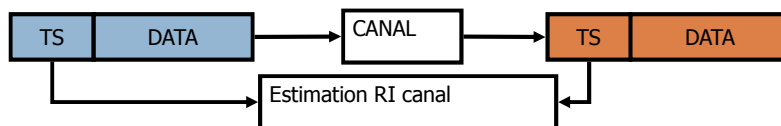
Égalisation	Application	Utilisation
Temporelle	$r(t)$	Canaux peu sélectifs (RI sur peu de symboles)
En fréquence	$R(f)$	Canaux très sélectifs

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Contrainte : connaissance de la RI du canal

67

- Pour compenser les distorsions causées par le canal, il faut connaître la réponse impulsionnelle (RI) du canal.
- Pour connaître la RI du canal, l'émetteur doit émettre une séquence de bits connue du récepteur : c'est la séquence d'apprentissage.

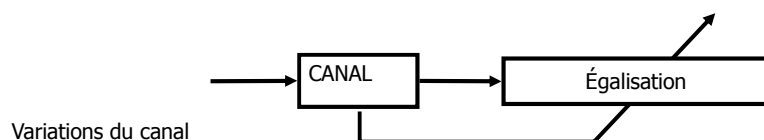


RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Égalisation et slow fading

68

- Dans le cas des canaux slow fading, il est possible d'adapter les techniques d'égalisation aux variations temporelles du canal par **égalisation adaptative**.
- $T_c > T$ (T_c , temps de cohérence du canal, T , période symbole).



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Trois approches

69

- 1965 : bases de l'égalisation (Lucky)
- 1972 : égalisation MLSE par Forney (algorithme de Viterbi)
- Égaliseur MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimator) : égaliseur optimal mais dont la complexité peut être rédhibitoire
- Égaliseurs linéaires (filtres linéaires) : égaliseurs sous-optimaux mais beaucoup moins complexes que le MLSE
- Égaliseurs non linéaires : compromis entre les égaliseurs linéaires et le MLSE

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

II. Égalisation

70

1. Nouveau modèle de canal
2. Égaliseur MLSE
3. Trois égaliseurs

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

II. Égalisation

71

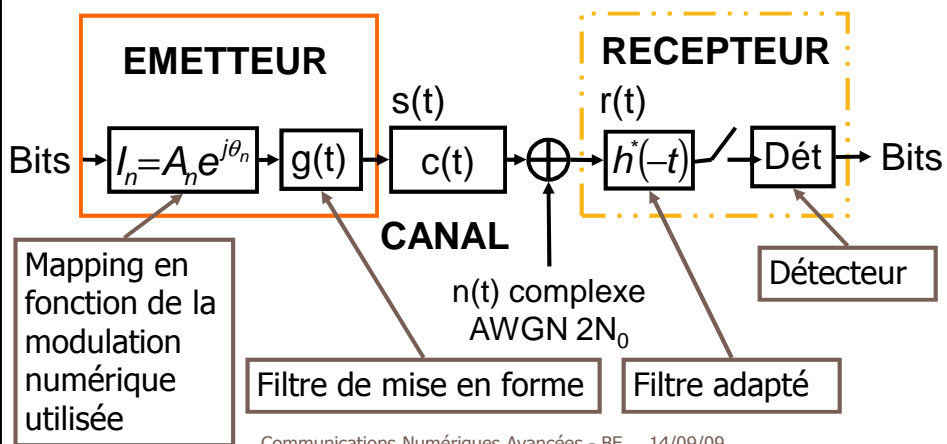
1. Nouveau modèle de canal

2. Égaliseur MLSE
3. Trois égaliseurs

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Modèle de chaîne passe-bas équivalente

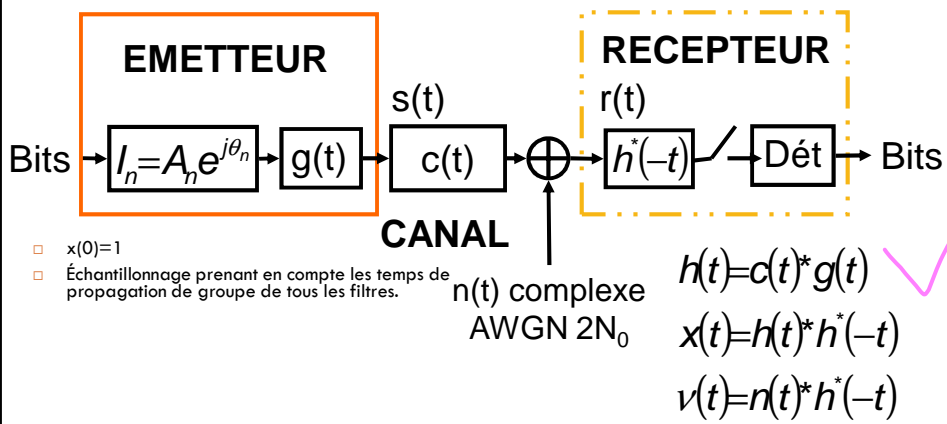
72



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

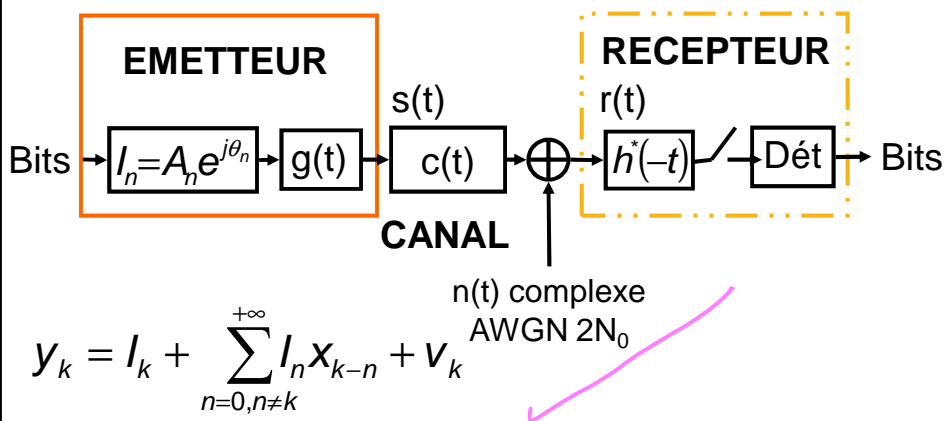
Hypothèses

73



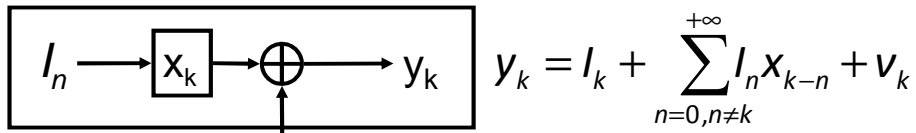
Sortie du filtre adapté

74



Modèle de chaîne passe-bas équivalente sur les symboles

75



v_k bruit gaussien complexe

- Problème : le bruit $v(t)$ n'est plus blanc car il résulte du filtrage de $n(t)$, bruit AWGN.
- Or, la plupart des techniques d'égalisation se fonde sur une hypothèse de bruit blanc.
- D'où, la nécessité de blanchir le bruit coloré.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Décomposition de $X(z)$

76

- Hypothèse : canal à mémoire bornée, donc x_k est tel que k appartient à $[-L, +L]$.
- Conséquence : $X(z)$ à coefficients tels que $x_k = 0$ pour $|k| > L$.
- $X(z)$ peut se décomposer en deux polynômes $F(z)$ et $F^*(z^{-1})$.

$$X(z) = \sum_{k=-L}^{+L} x_k z^{-k}$$

$$X(z) = F(z) \cdot F^*(z^{-1})$$

$$F(z) = \sum_{k=0}^{+L} f_k z^{-k}$$

$$F^*(z^{-1}) = \sum_{k=0}^{+L} f_k^* z^{+k}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Éléments de démonstration

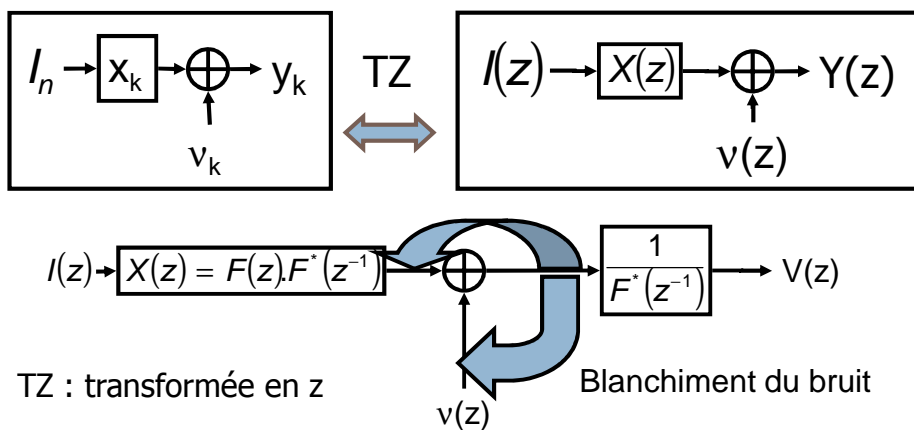
77

- Symétrie hermitienne pour les coefficients de $X(z)$ (car fonction d'auto-corrélation) : $x_k = x_{-k}^*$
- Propriétés :
 - $X(z) = X^*(1/z^*)$
 - si r racine de $X(z)$, alors $1/r^*$ racine de $X(z)$.
- Conséquence : $X(z)$ a $2L$ racines ou L paires de la forme $(r, 1/r^*)$ pouvant être regroupée dans deux polynômes $F(z)$ et $F^*(z^{-1})$ où $F(z)$ est un polynôme de degré L .

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Chaîne passe-bas équivalente avec les TZ

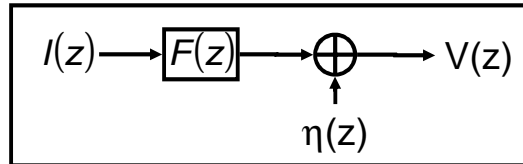
78



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Nouveau modèle de canal

79



$$v_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad \sum_{n=0}^L |f_n|^2 = 1$$

- Bruit blanc complexe η_k de densité spectrale $2N_0$.
- Possible normalisation des coefficients f_n .

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

II. Égalisation

80

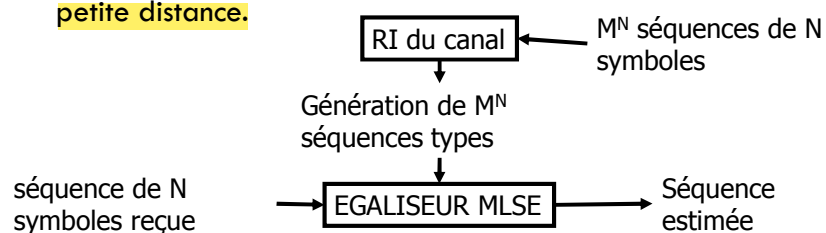
1. Nouveau modèle de canal
2. **Égaliseur MLSE**
3. Trois égaliseurs

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Principe de l'égaliseur MLSE

81

- Estimateur séquentiel du maximum de vraisemblance (Maximum Likelihood Sequence Estimator) : l'égaliseur va comparer les séquences de symboles reçues aux séquences théoriques pré-calculées.
- Calculer les distances euclidiennes entre la séquence reçue et M^N séquences possibles et choisir la séquence donnant la plus petite distance.



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Avantages et inconvénient de l'égaliseur MLSE

82

- **Avantages :**
 - Égaliseur optimal en termes de probabilité d'erreur (cad en termes de performances) car de type ML.
 - Fait l'égalisation et la détection en même temps.
- **Inconvénient :** à chaque séquence de N symboles reçue, il faut calculer M^N distances.
- **Amélioration de l'égaliseur MLSE :** algorithme de Viterbi (aussi utilisé dans le décodage des codes correcteurs).
 - Solution n'est envisageable que pour $L < 10$.
 - Dans le cas contraire, il faut se résoudre à choisir des égaliseurs encore moins complexes mais sous-optimaux.

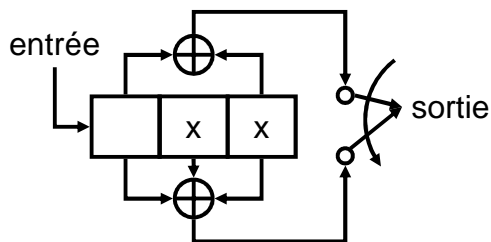
RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Égaliseur de Viterbi

83

- Réduction du nombre d'opérations par l'utilisation de l'algorithme de Viterbi.
- Même principe que pour le décodage des codes convolutifs.

Exemple de codeur $C(3, 1/2)$



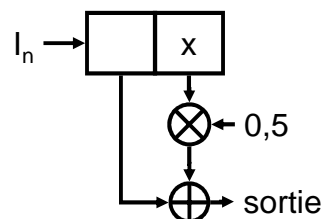
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Analogie entre un codeur convolutif et un canal

84

- Le canal est un codeur convolutif de rendement 1 et de longueur de contrainte $L+1$.
- Les entrées et les sorties sont des complexes (décodage avec des distances euclidiennes et non plus des distances de Hamming).

Exemple : canal $[1 \ 0,5]$



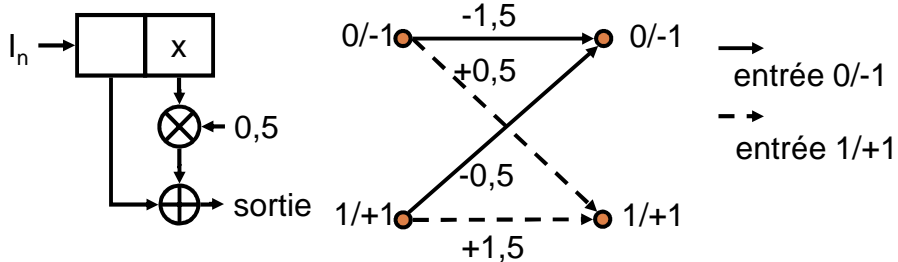
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : BPSK
et canal [1 0,5]

85

- Symboles l_n : -1 (0 émis) ou +1 (1 émis).

$$v_k = l_n + 0,5 l_{n-1} + \eta_k$$

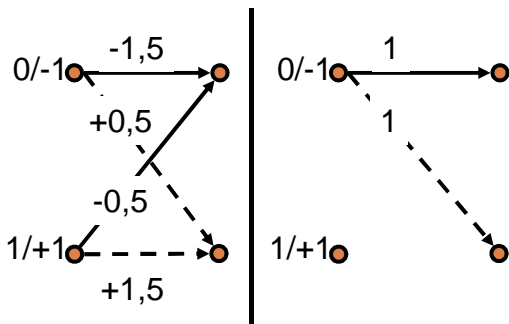


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Exemple : décodage de la séquence [-
0,5 +1,5 -0,5 +0,5]

86



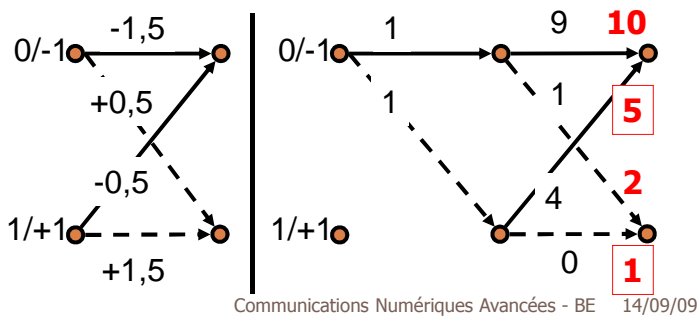
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Exemple : décodage de la séquence [-0,5 +1,5 -0,5 +0,5]

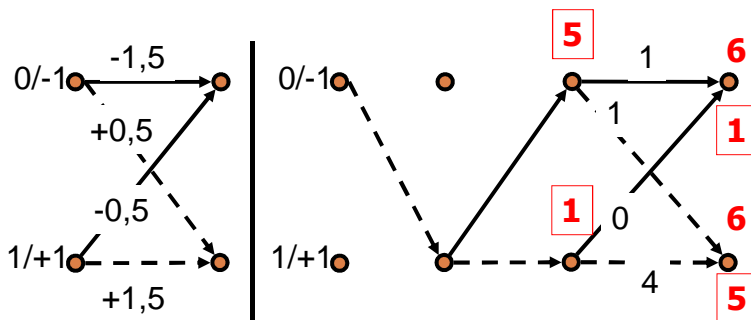
87

- A partir du moment où des chemins partent de tous les états, il est possible de sélectionner les chemins survivants.



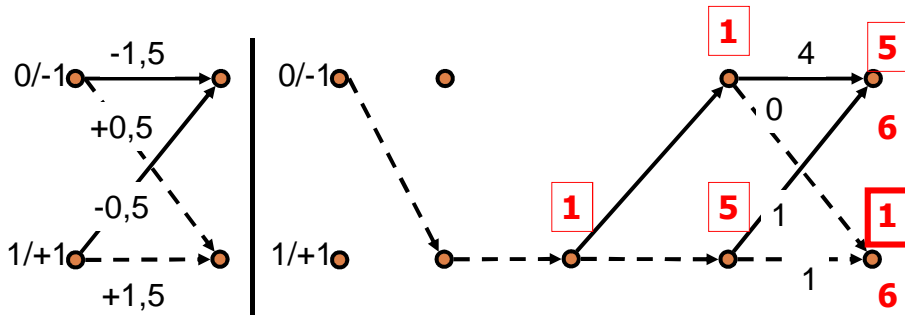
Exemple : décodage de la séquence [-0,5 +1,5 -0,5 +0,5]

88



Exemple : décodage de la séquence $[-0,5 +1,5 -0,5 +0,5]$

89

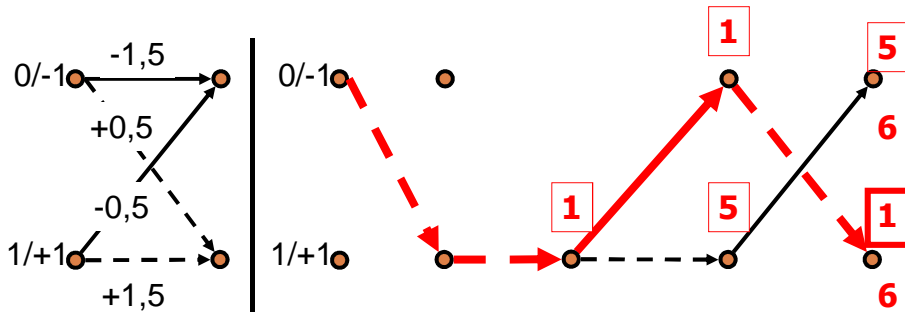


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : décodage de la séquence $[-0,5 +1,5 -0,5 +0,5]$

90

□ Séquence émise : $[1 \ 1 \ 0 \ 1]$.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

II. Égalisation

91

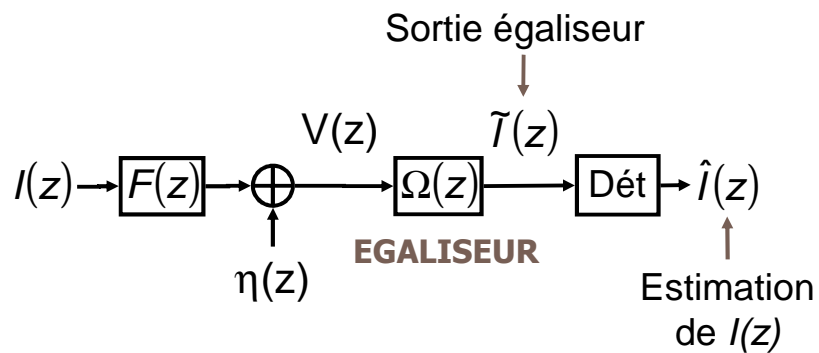
1. Nouveau modèle de canal
2. Égaliseur MLSE
3. **Trois égaliseurs**

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Égalisation linéaire

92

- L'égaliseur est un filtre (opération linéaire).



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Synthèse du filtre égaliseur

93

- Les coefficients du filtre égaliseur sont calculés en fonction d'un critère à optimiser.
- **ZFE** (Zero-Forcing Equalizer) : **minimisation de l'ISI.**
- **MMSE** (Minimum Mean Square Error) : minimisation de l'erreur quadratique entre les symboles émis et les symboles à la sortie de l'égaliseur.

$$\varepsilon_k = I_k - \tilde{I}_k$$

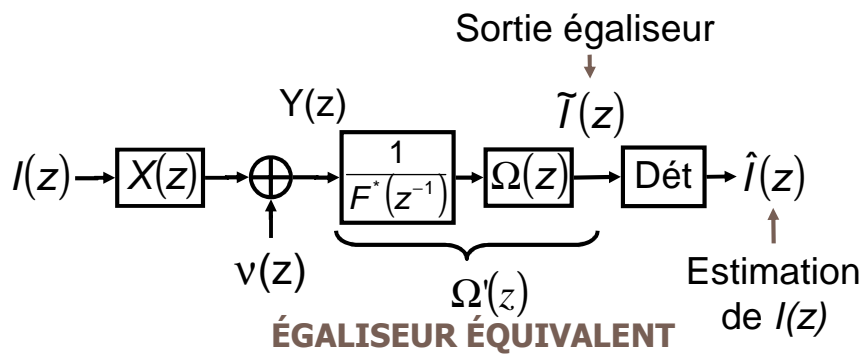
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Égaliseur équivalent

94

- L'égaliseur englobe l'égaliseur et le filtre blanchissant.

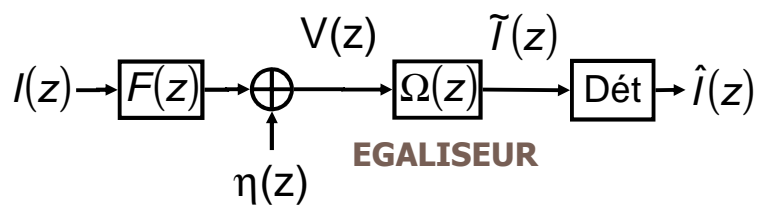


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Égaliseur ZFE

95

- ZFE : Zero Forcing Equalizer.
- Le critère à optimiser pour calculer les coefficients du filtre est l'absence d'ISI, cad le critère de Nyquist.

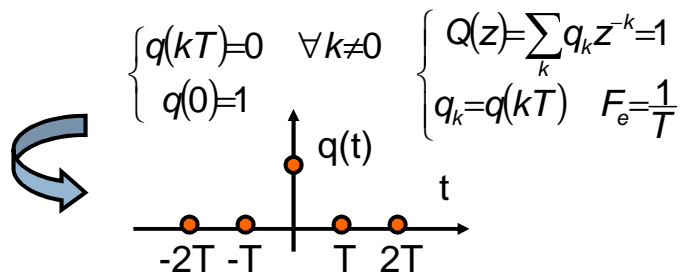


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

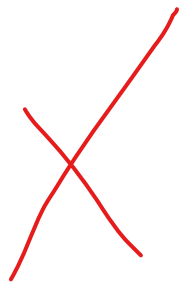
Rappel du critère de Nyquist

96

- Le critère de Nyquist s'applique à la cascade de tous les filtres de la chaîne, notée $Q(z)$.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Synthèse de l'égaliseur ZFE

97

- Trouver les coefficients de l'égaliseur de sorte que la cascade des filtres de la chaîne soit un filtre qui respecte le critère de Nyquist : $Q(z)=1$.

$$Q(z) = F(z)\Omega(z) = 1 \Rightarrow \Omega(z) = \frac{1}{F(z)}$$

$$Q(z) = X(z)\Omega'(z) = 1 \Rightarrow \Omega'(z) = \frac{1}{X(z)}$$

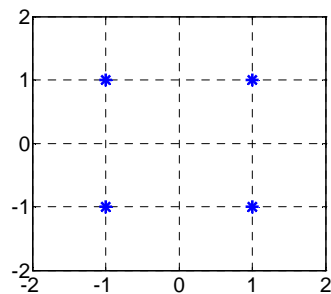
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Exemples : émission d'une modulation QPSK

98

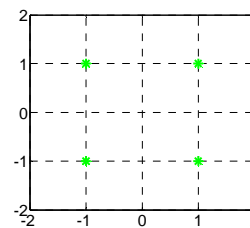
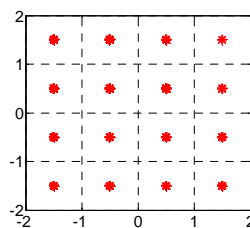
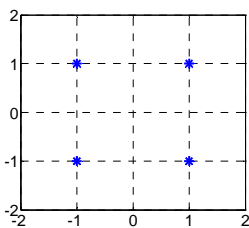
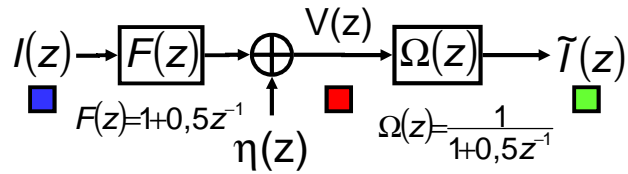
- Période d'échantillonnage : T , période symbole.
- Visualisation des constellations.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : $L=1 / N_0=0$

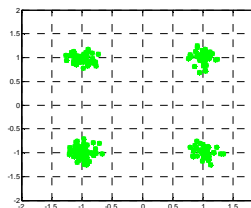
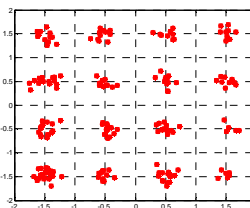
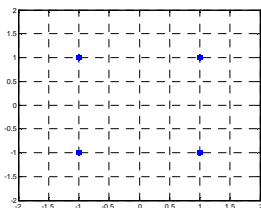
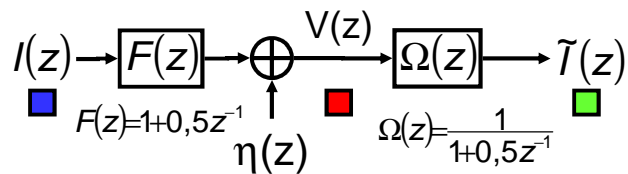
99



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : $L=1 / N_0=0,01$

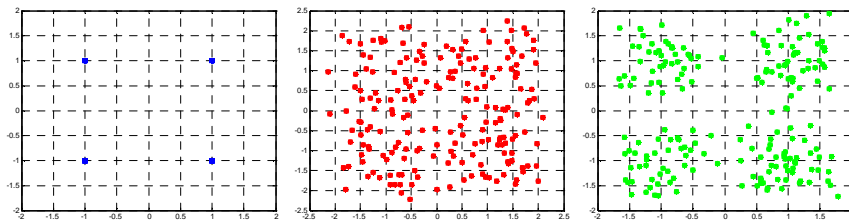
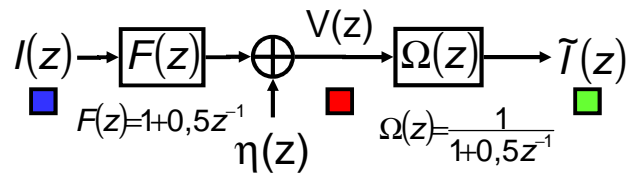
100



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : $L=1$ / $N_0=0,1$

101



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Inconvénients du ZFE

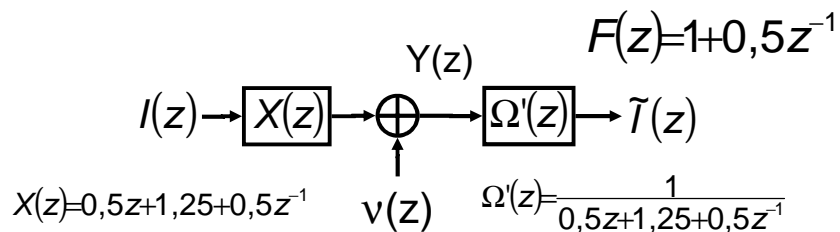
102

- **Filtres RII (Réponse Impulsionnelle Infinie) : risque de pôles hors du cercle unité, entraînant un filtre instable.**
- **Filtres de la forme $1/F(z)$: les 0 de $F(z)$ génèrent des gains infinis.**
- **En présence de bruit : les atténuations du canal demandent des gains supérieurs à 1 (amplification du bruit).**

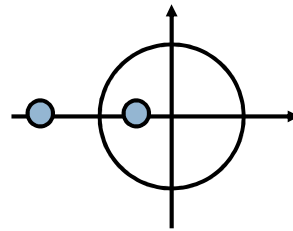
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple d'instabilité

103



- Un pôle de l'égaliseur est en dehors du cercle unité : le filtre est instable.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Synthèse de filtres ZFE de forme RIF

104

- RIF : Réponse Impulsionnelle finie.
- Le fait de tronquer la RI de l'égaliseur induit une perte de performances : présence d'une ISI résiduelle après égalisation.

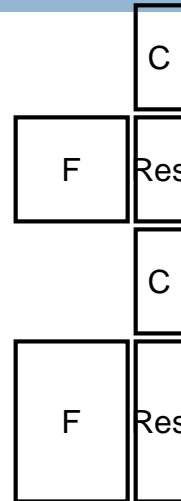
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Systemes d'equations

107

- Si $2L'+1=2K+1$, alors $C=F^{-1}Res$
- Si $2L'+1>2K+1$, systeme surdetermine et solution au sens des moindres carres, alors
- H : symetrie hermitienne (matrice transposee conjuguee)

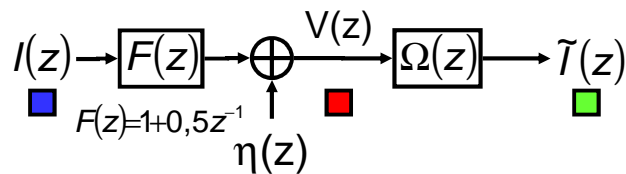
$$C=(F^H F)^{-1} F^H Res$$



Communications Numeriques Avancees - BE 14/09/09

Exemple : $L=1 / 2K+1=5 / 2L'+1=5 / N_0=0,01$

108



$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,5 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,5 & 1 \end{bmatrix} \quad Res = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ -0,5 \\ 0,25 \end{bmatrix}$$

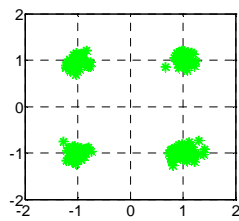
Communications Numeriques Avancees - BE 14/09/09

Exemple : $L=1$ / $2K+1=5$ / $2L'+1=5$ / $N_0=0,01$

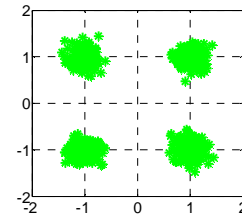
109

- Présence d'une ISI résiduelle après égalisation.
- Pour la réduire, il faut augmenter l'ordre du filtre.

ZFE RII



ZFE RIF

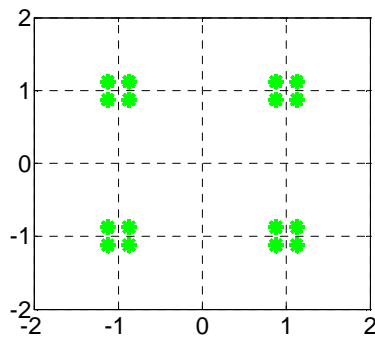


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

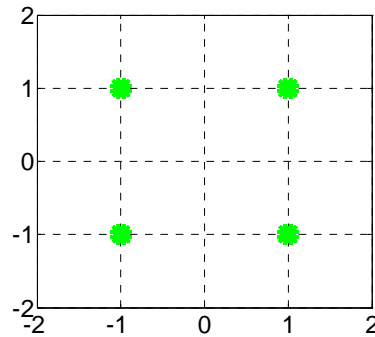
Lorsque la taille de l'égaliseur croît, l'ISI diminue

110

$2K+1=5$



$2K+1=9$

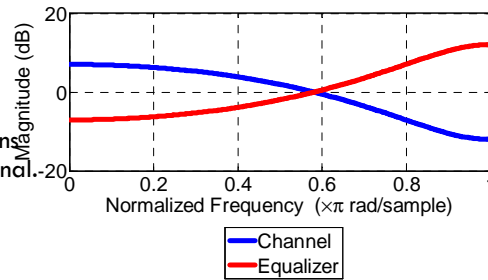


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conclusion sur le ZFE

111

- **Avantage : très simple.**
- **Inconvénients :**
 - Présence d'une ISI résiduelle.
 - L'égaliseur amplifie le bruit dans les bandes atténuées par le canal.



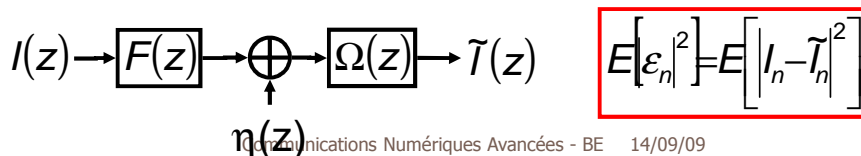
$$\Omega(z) = \frac{1}{F(z)}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Égaliseur MMSE

112

- MMSE : Minimum Mean Square Error.
- Le critère à optimiser pour calculer les coefficients du filtre est l'erreur moyenne quadratique entre les symboles émis et les symboles à la sortie de l'égaliseur.

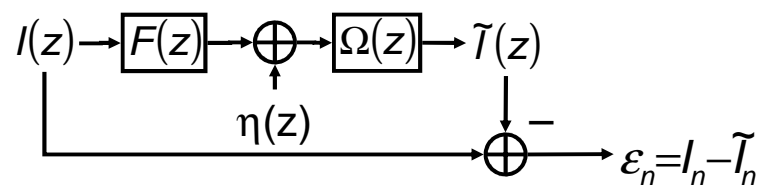


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Mode supervisé

113

- Pour calculer les coefficients du filtre égaliseur, le récepteur doit connaître une séquence de symbole émis : c'est le mode supervisé.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

MMSE sous la forme de RII

114

- Comme pour le ZFE, il est possible de générer les filtres égaliseurs MMSE sous forme de filtres RII.

$$\sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j E[v_{k-j} v_{k-j}^*] = E[l_k v_{k-j}^*] \quad \forall k, l \in]-\infty, +\infty[$$

$$\Omega(z) = \frac{F^*(z^{-1})}{X(z) + \frac{2N_0}{\sigma_l^2}} \quad \Omega'(z) = \frac{1}{X(z) + \frac{2N_0}{\sigma_l^2}}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Avantage des filtres MMSE sur les filtres ZFE

115

- **Compromis entre compensation du canal et atténuation du bruit.**

- **Quand le bruit est important** par rapport au canal, l'égaliseur atténue le bruit. Sinon, il compense le canal.

$$\Omega(z) = \frac{F^*(z^{-1})}{X(z) + \frac{2N_0}{\sigma_s^2}}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Inconvénient des filtres égaliseurs MMSE RII

116

- L'inconvénient majeur de ces filtres est le même que celui signalé pour les filtres ZFE, **à savoir le risque d'avoir des filtres instables.**

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Filtres égaliseurs MMSE RIF

117

- Il est possible de synthétiser les filtres égaliseurs MMSE sous la forme de RIF.
- La troncature de la RI dégrade, ici aussi, les performances.

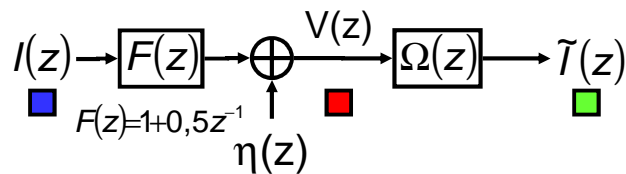
$$\sum_{j=-K}^{+K} c_j E[v_{k-j} v_{k-l}^*] = E[l_k v_{k-l}^*]$$

$$\forall k \in]-\infty, +\infty[, \forall l \in]-K, +K[$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : $L=1$ / $2K+1=5$ / $2L'+1=5$ / $N_0=0,01$

118



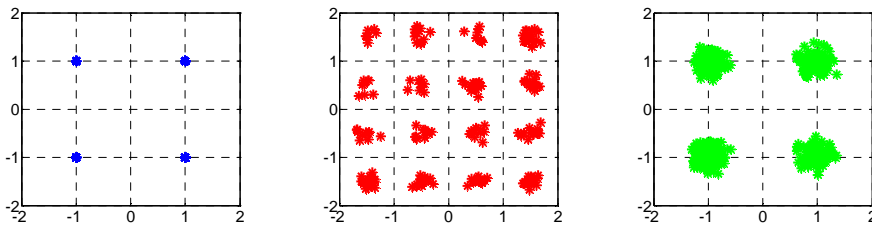
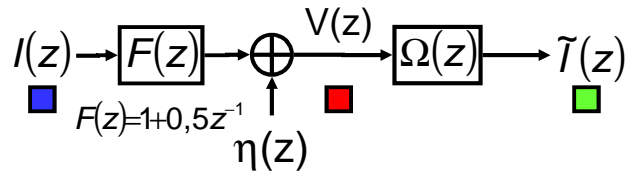
$$\begin{bmatrix} 1,25 & 0,5 & 0 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1,25 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5 & 1,25 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0,5 & 1,25 & 0,5 \\ 0 & 0 & 0 & 0,5 & 1,25 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,5 \\ 1,25 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} c_{-2} \\ c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,0029 \\ 0,0073 \\ 0,9846 \\ -0,4689 \\ 0,1875 \end{bmatrix}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : $L=1$ / $2K+1=5$ / $2L'+1=5$ / $N_0=0,01$

119

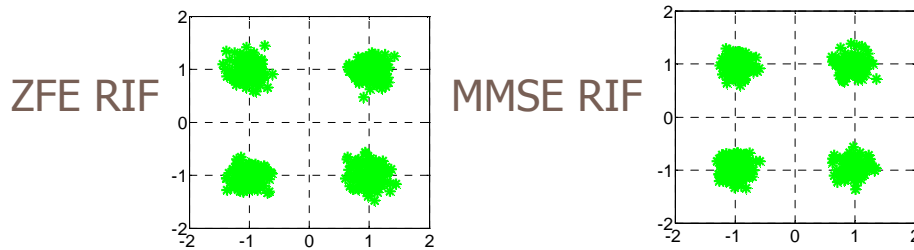


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Comparaison MMSE / ZFE

120

- Exemple : $L=1$ / $2K+1=5$ / $2L'+1=5$ / $N_0=0,01$.
- Meilleures performances pour le MMSE.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conclusion sur le MMSE fini

121

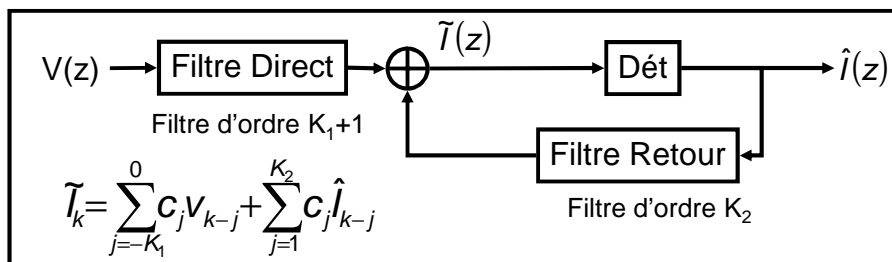
- **Avantage** : meilleur que le ZFE en présence de bruit.
- **Inconvénient** : ne fonctionne pas pour tous les canaux.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Egalisation non linéaire

122

- **Egaliseur à retour de décision** : Decision Feedback Equalizer (DFE).

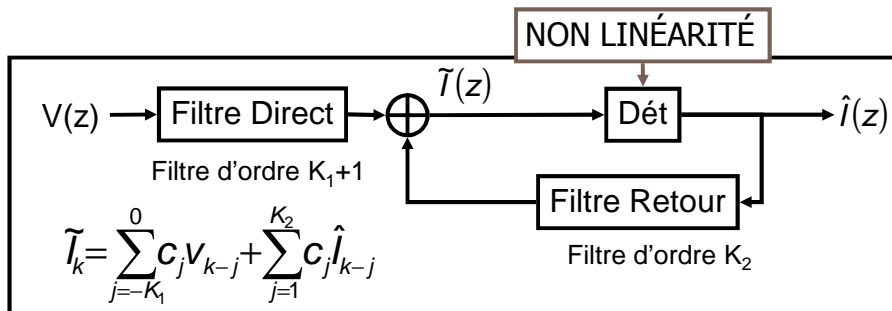


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Égalisation non linéaire

123

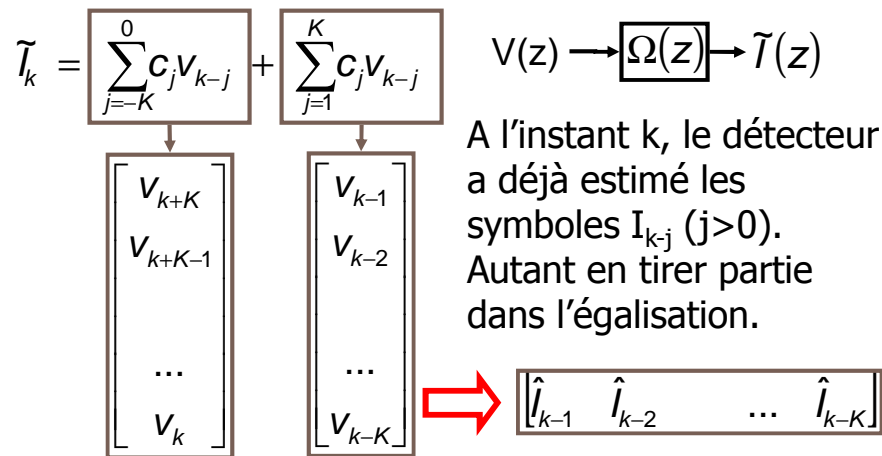
- Deux filtres égaliseurs (de type MMSE).
- Le détecteur introduit la non linéarité.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Justification de l'architecture de l'égaliseur DFE

124



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Synthèse des filtres

125

- Critère de minimisation : MMSE.

Coefficients du filtre direct

- Hypothèses : $K_2 \geq L$.

$$\sum_{j=-K_1}^0 \psi_{lj} c_j = f_{-l}^* \quad l = -K_p, \dots, -1, 0$$

$$\psi_{lj} = \sum_{m=0}^{-l} f_m^* f_{m+l-j} + N_0 \delta_{lj} \quad l, j = -K_p, \dots, -1, 0$$

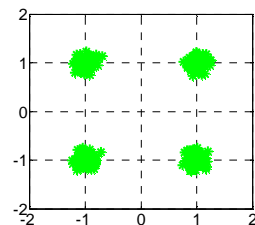
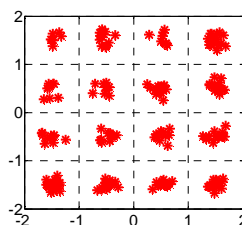
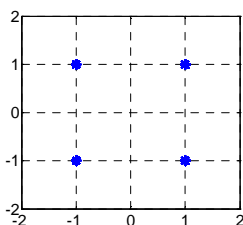
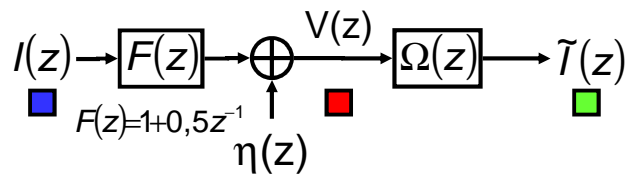
Coefficients du filtre retour

$$c_k = - \sum_{j=-K_1}^0 c_j f_{k-j} \quad k = 1, 2, \dots, K_2$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : $L=1$ / $K_1+K_2=5$ / $2L'+1=5$ / $N_0=0,01$

126

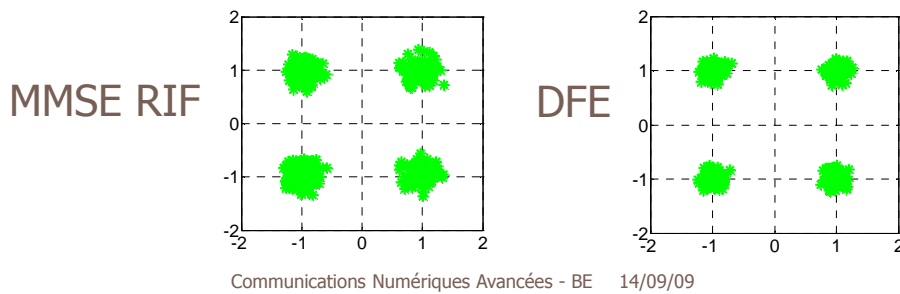


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Comparaison DFE / MMSE

127

- Exemple : $L=1 / N_0=0,01$.
- Meilleures performances pour le DFE.

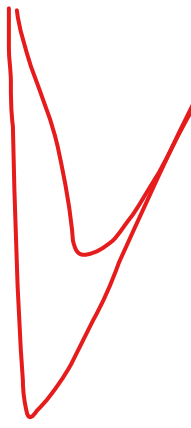


Conclusion sur le DFE fini

128

- Meilleur égaliseur que le ZFE et le MMSE en termes de suppression de l'ISI.
- Mais n'atteint pas le niveau de performances que le MLSE en termes de probabilité d'erreur.

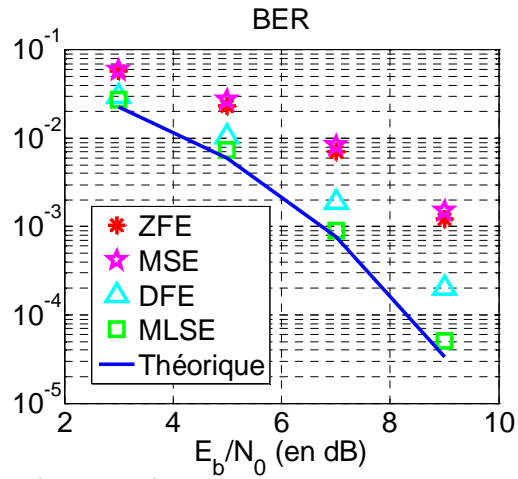
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Performances sur canal $1+0,5z^{-1}$ en termes de BER

129

- BPSK : +1/-1.
- BER : Bit Error Rate.



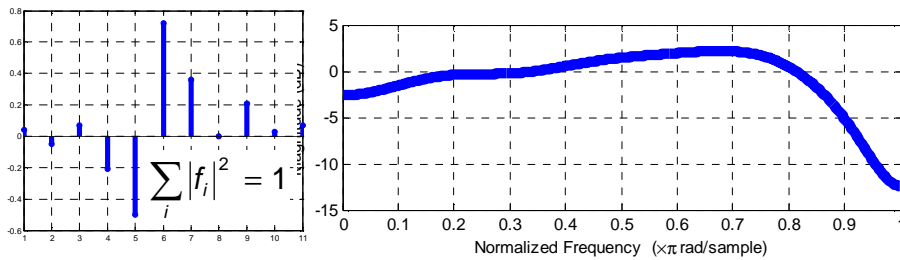
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Canal A du Proakis

130

- Canal faiblement sélectif en fréquence.

$$f = [0.04, -0.05, 0.07, -0.21, -0.5, 0.72, 0.36, 0, 0.21, 0.03, 0.07]$$

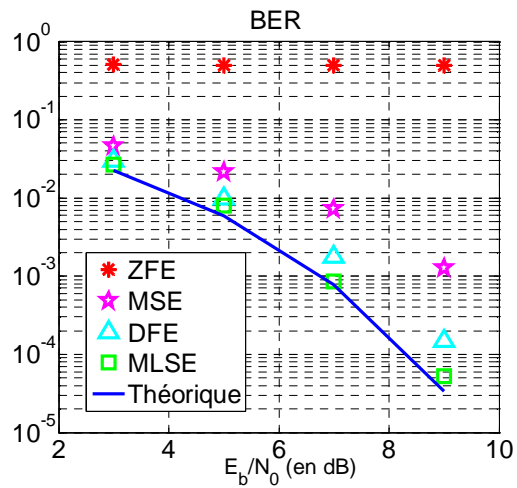


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Performances sur canal faiblement sélectif

131

- $L=11$
- $2K+1=101$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conclusion sur les trois égaliseurs

132

- **MLSE > DFE > MMSE > ZFE**
- Contraintes de mise en œuvre :
 - connaissance de la RI du canal.
 - pour MMSE et DFE, connaissance des bits émis (mode supervisé) : utilisation d'une séquence d'apprentissage.
- Variante possible : égalisation fractionnaire.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Complément :
estimation de canaux

133

- Hypothèse : connaissance de $F(z)$.
- Comment estimer $F(z)$?
- Principe : soit un filtre de RI $h(t)$, $x(t)$ l'entrée et $y(t)$ la sortie.

- Exemples :
 - ▣ **Bruit blanc**
 - ▣ **Séquence ML**

$$R_{yx}(\tau) = h(\tau) * R_{xx}(\tau)$$

$$R_{xx}(\tau) = \delta(\tau) \Rightarrow R_{yx}(\tau) = h(\tau)$$

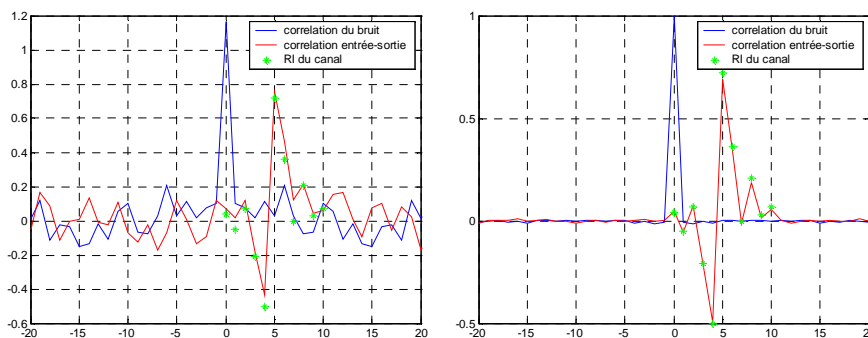
$$x(t) \rightarrow \boxed{h(t)} \rightarrow y(t)$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Exemple : bruit blanc $N(0,1)$ de 100 points dans canal
 A

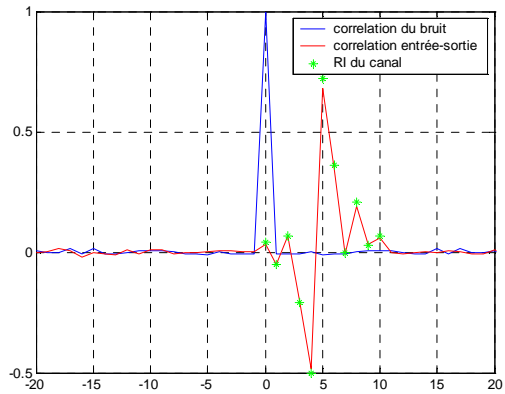
134



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : séquence ML de 100 points dans canal A

135

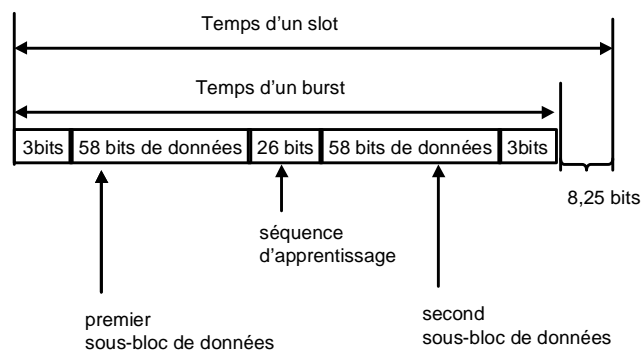


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple d'application

136

- Séquence d'apprentissage dans les trames TDMA du GSM (midamble).



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Bande de cohérence du GSM

137

- $W=200\text{kHz}$.
- Ecart-type des retards dans environnement urbain $\sigma_r=2\mu\text{s}$.
- $B_c=138\text{kHz}$.
- $B_c < W$.
- Conclusion : canal sélectif en fréquence utilisation d'un égaliseur de type Viterbi.

$$B_c = \frac{0,276}{\sigma_r}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Temps de cohérence du GSM

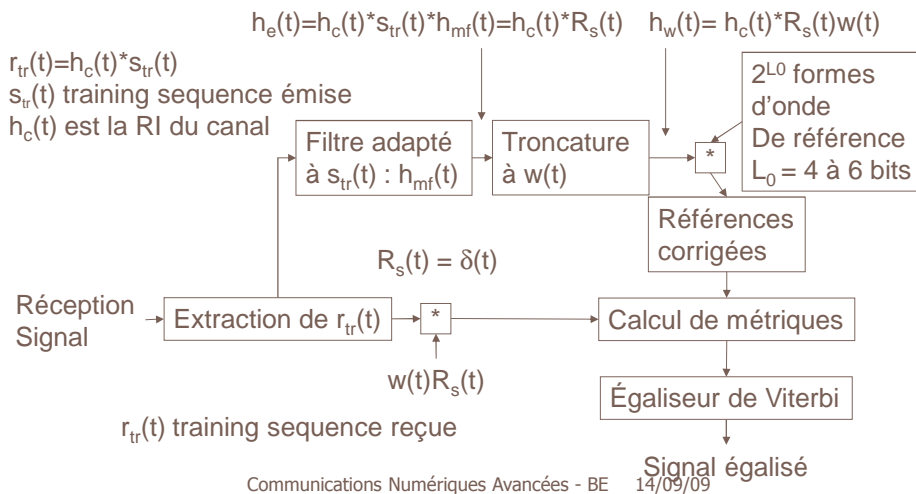
138

- Vitesse mobile : $v=50\text{km/h}$.
- Porteuse : $f_c=900\text{MHz}$.
- $T_c = c/(2vf_c) = 12 \text{ ms}$.
- $T_{\text{slot}}=0,577 \text{ ms}$, temps d'émission d'un utilisateur par frame TDMA.
- Donc, $T_c > 20 \times T_{\text{slot}}$ ($T_c > 2 \times T_{\text{TDMA}}$).
- Le temps entre deux changements du canal est long par rapport à la durée d'émission.
- Donc fading lent et égalisation adaptative possible.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Mise en œuvre de l'égalisation

139



Conclusion

140

- **Egalisation** : supprimer l'ISI due aux canaux sélectifs en fréquence.
- Égalisation fixe : MLSE > DFE > MMSE > ZFE.
- Nécessité de connaître RI du canal et de disposer de séquences d'apprentissage (sinon, **méthodes autodidactes**).

Perspectives (1/2) : égalisation en fréquence

141

- FDE (Frequency Domain Equalization) pour les canaux très sélectifs en fréquence (cf. OFDM).
- Une piste pour le LTE (Long Term Evolution) de la 3G.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Perspectives (2/2) : turbo-égalisation

142

- Technique de réception itérative issue des turbo-codes et appliquée à l'égalisation.
- Principe : les données de bonne qualité obtenues en fin de récepteur sont ré-injectées au début du récepteur et les données sont une nouvelle fois traitées.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Plan du cours

143

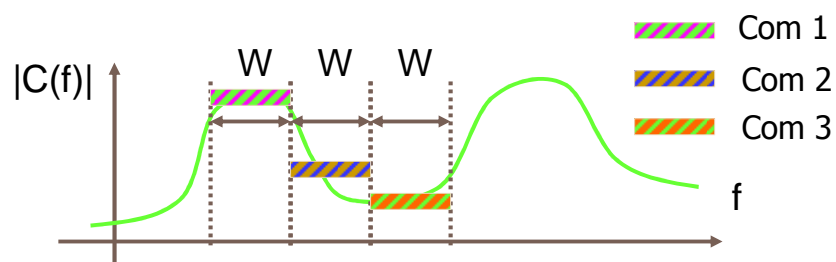
- I. Caractérisation des canaux
- II. Égalisation
- III. **Étalement de spectre**
- IV. OFDM
- V. Diversité
- VI. Récapitulatif, conclusion et perspectives

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Systèmes FDMA : Frequency Division Multiple Access

144

- Cas des canaux slow fading peu ou pas sélectifs en fréquence.
- Toutes les communications ne sont pas égales face au canal : problème d'équité entre les communications.

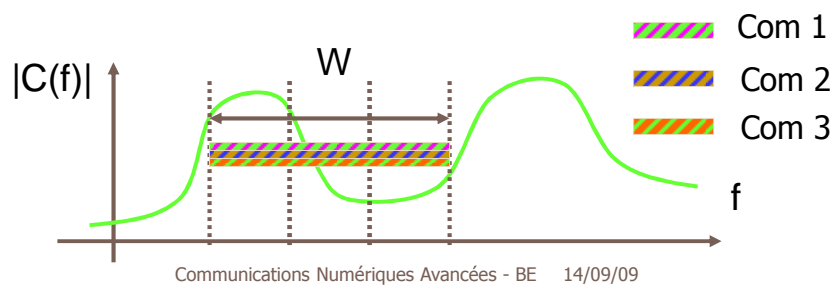


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Étalement de spectre (Spread Spectrum – SS)

145

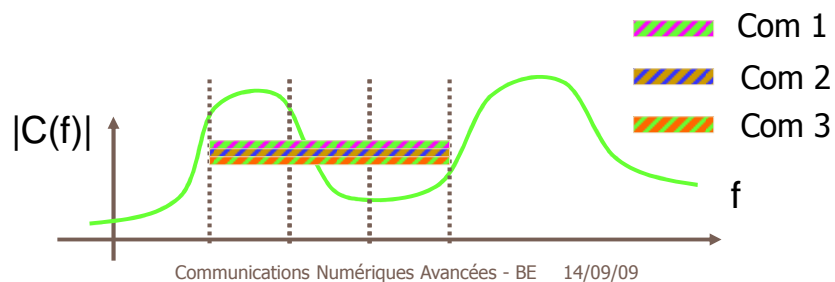
- Utiliser, pour toutes les communications, toute la bande de fréquences disponible.



Conséquences de l'étalement de spectre (1/2)

146

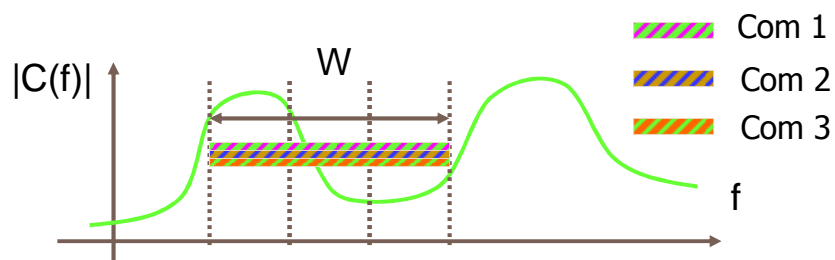
- Toutes les communications utilisent toute la bande de fréquence, tout le temps : **nécessité d'assurer l'orthogonalité entre les communications.**



Conséquences de l'étalement de spectre (2/2)

147

- Le canal devient sélectif en fréquence : nécessité d'implanter des techniques d'égalisation (récepteur RAKE).



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Deux techniques d'étalement de spectre : FH-SS et DS-SS

148

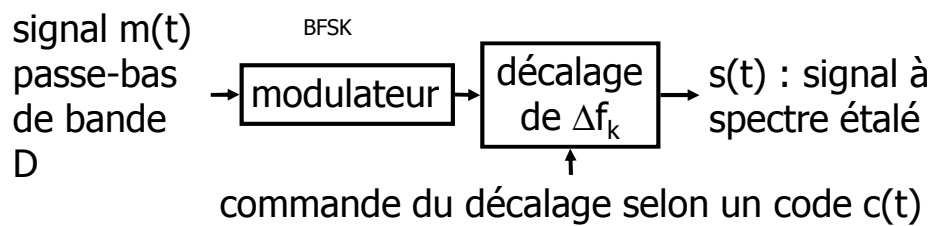
- Sauts de fréquence : Frequency Hopping Spread Spectrum (FH-SS)
 - Sauts de fréquences porteuses selon un code.
- Séquence directe : Direct Sequence Spread Spectrum (DS-SS)
 - Multiplication du signal émis par un code.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

FH-SS

149

- Soit un signal passe-bas de bande D modulé autour d'une porteuse f_c .
- La porteuse f_c change avec des incréments Δf_k pilotés par un code $c(t)$.



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRT 16/11/2010

Code pseudo aléatoire $c(t)$

150

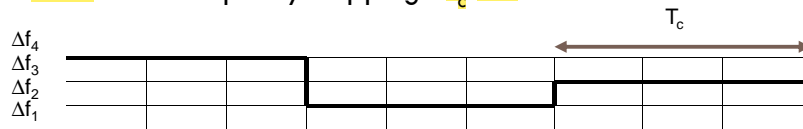
- Code ayant les propriétés statistiques d'une séquence aléatoire mais généré de façon déterministe.
- PN : Pseudo-Noise.
- PRBS : Pseudo Random Binary Sequence.

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRT 16/11/2010

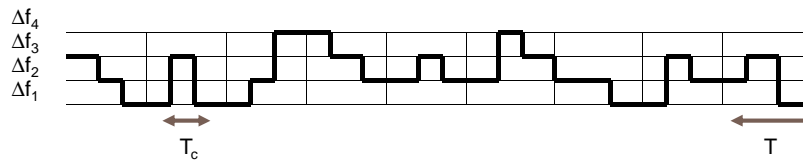
Slow et Fast FH

153

- T_c : durée d'un saut de fréquence
- **SFH** : Slow Frequency Hopping : $T_c > T$



- **FH** : Fast Frequency Hopping : $T_c < T$

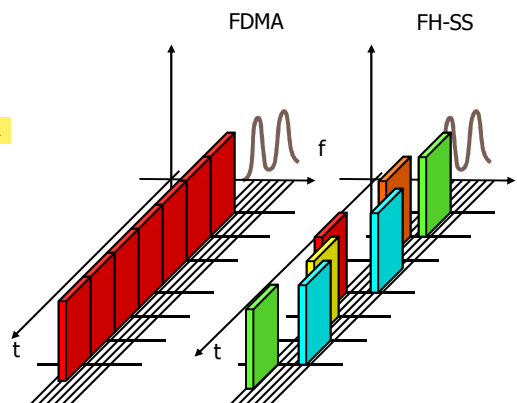


RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Résistance à la sélectivité en fréquence

154

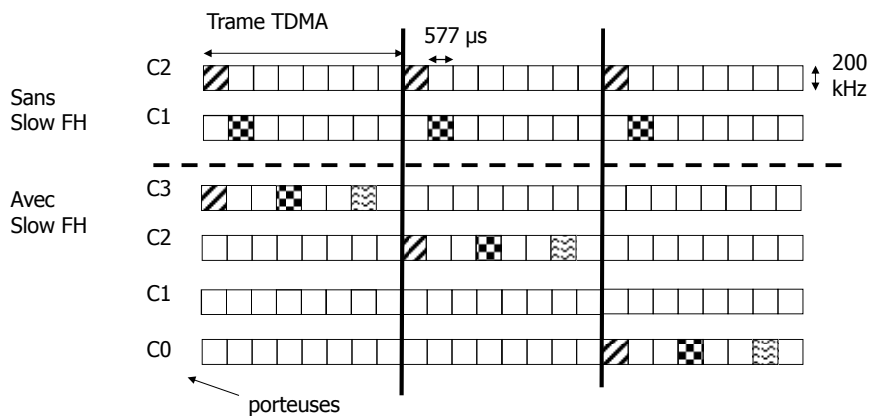
- La période d'alignement avec un trou spectral est diminuée par rapport aux systèmes FDMA.



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Exemple : Slow FH pour GSM

155



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Exemple : Bluetooth

156

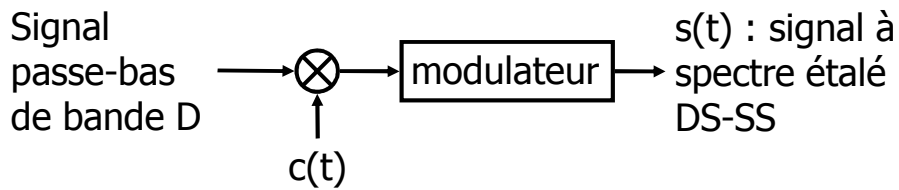
- Application : raccordement radio des équipements électroniques.
- IEEE 802.15.1.
- Bande passante autour de 2,4 GHz.
- FH-SS avec 1600 sauts/s dans 79 canaux de 1 MHz (période de la séquence autour de 24h).
- Débit de 1Mbit/s et GMSK.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

DS-SS

157

- Soit un signal passe-bas de bande D modulé autour d'une porteuse f_c .
- Multiplication du signal par un code $c(t)$.

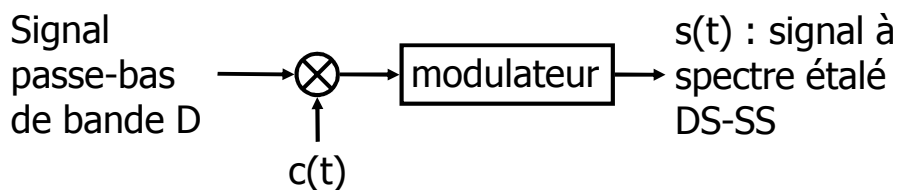


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Code d'étalement $c(t)$

158

- Séquence pseudo aléatoire (+/-1) de période T_c (c pour chip) telle que $QT_c = T$, où T est la période symbole.
- Q est le facteur d'étalement.

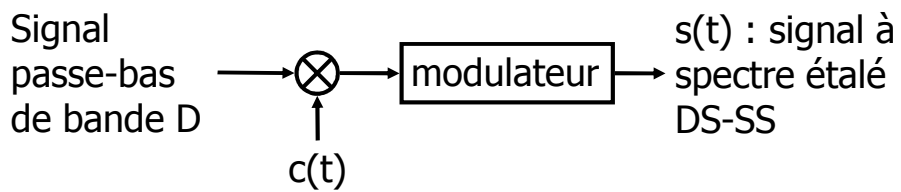


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Choix des codes d'étalement

159

- Le choix des codes d'étalement est beaucoup plus critique que dans le cas des systèmes FH-SS car, ici, le code multiplie directement le signal émis.

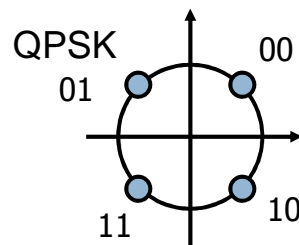
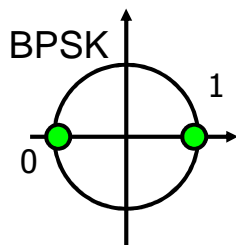


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Choix de la modulation

160

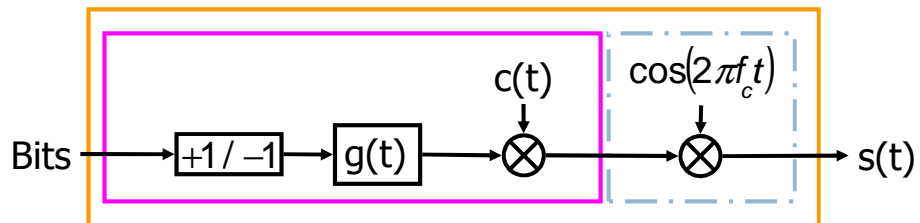
- BPSK, Binary Phase Shift Keying.
- QPSK, Quaternary Phase Shift Keying.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

BPSK + DS-SS

161

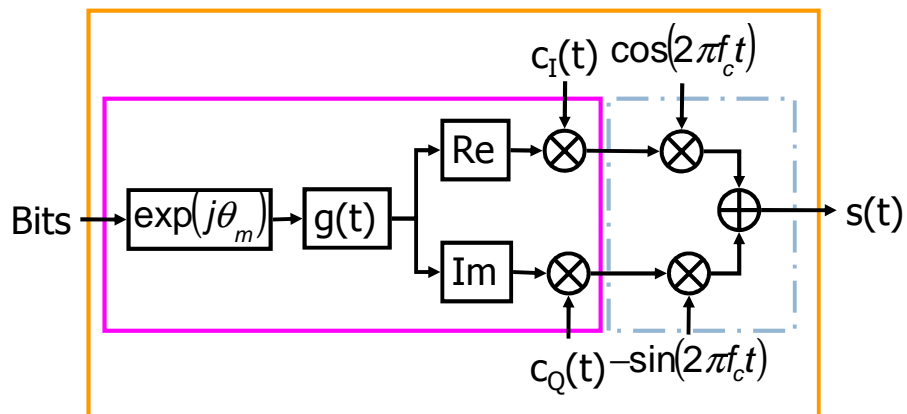


- Remarque : la multiplication par $c(t)$ peut être placée après le cosinus.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

QPSK + DS-SS

162

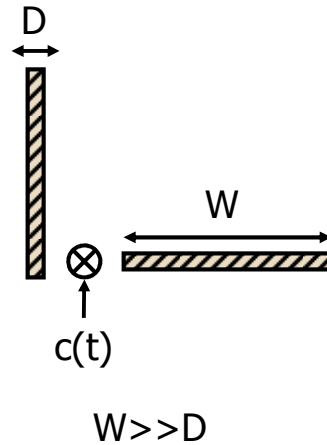


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Effet sur la densité spectrale de puissance

163

- Soit un signal passe-bas de bande D .
- Code $c(t)$ au débit $D_c \gg D$ (c pour chip) de forme NRZ.
- La psd du signal étalé a un niveau beaucoup plus bas que celui de la psd du signal non étalé.

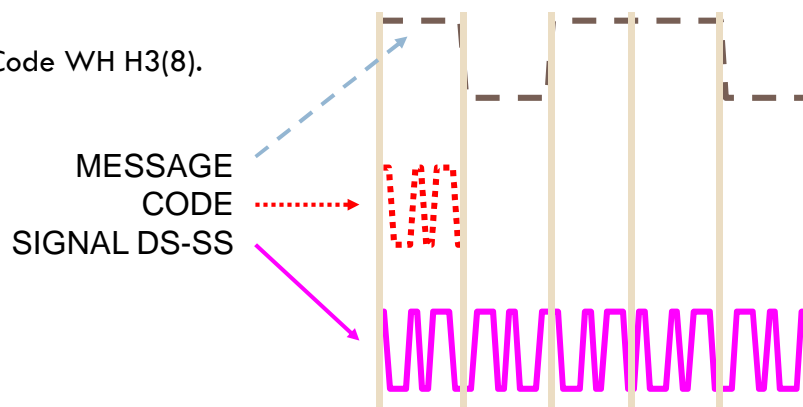


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : étalement de spectre avec des codes WH

164

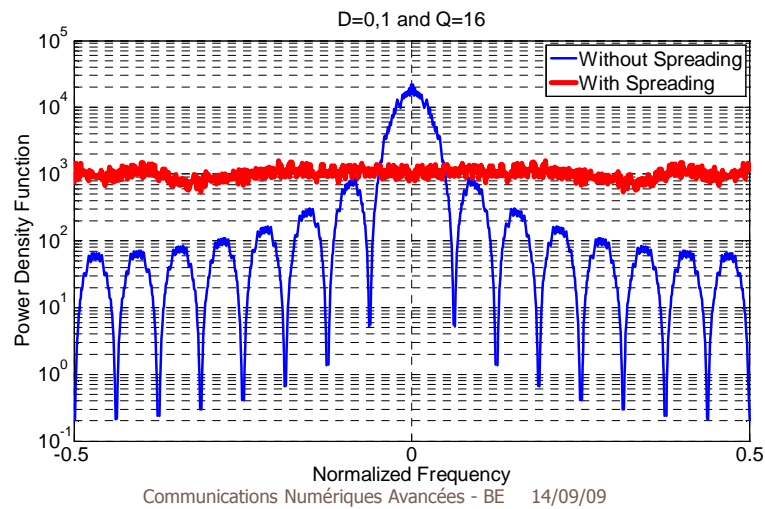
- Code WH H3(8).



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

PSD d'un signal DS-SS

165

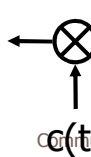


Réception d'un signal DS-SS

166

- Multiplication du signal par $c(t)$ après le démodulateur.
- Comme $c(t) \times c(t) = 1$, retour au signal initial avant étalement (opération réversible).

Signal
passe-bas
de bande D



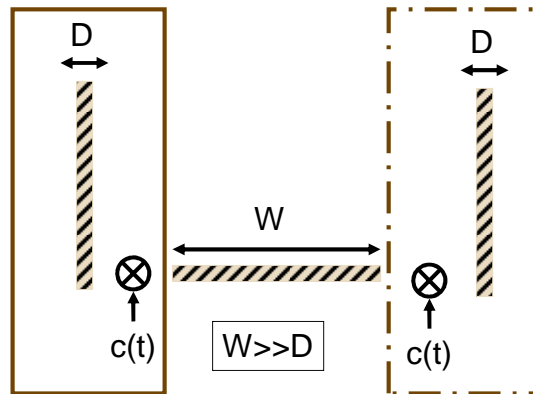
$s(t)$: signal à
spectre étalé
DS-SS

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Réception

167

- Multiplication du signal reçu par le même code $c(t)$.

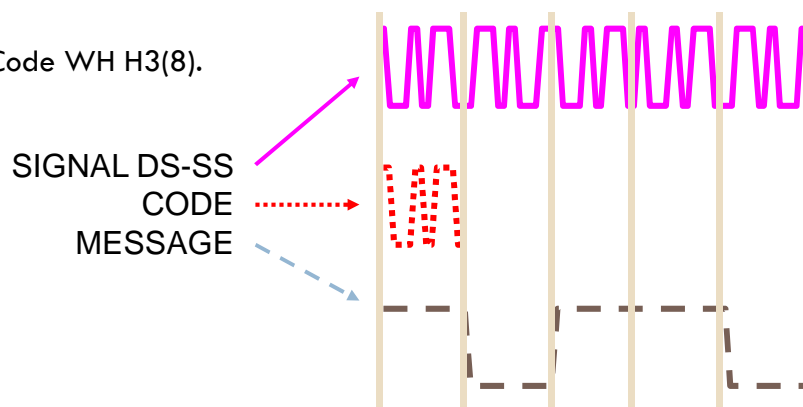


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : étalement de spectre avec des codes WH

168

- Code WH H3(8).



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

DS-CDMA

169

- CDMA : Code Division Multiple Access.
- En FDMA, une bande de fréquence particulière à chaque communication.
- En DS-CDMA, un code d'étalement particulier à chaque communication.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Contexte multi-utilisateurs

170

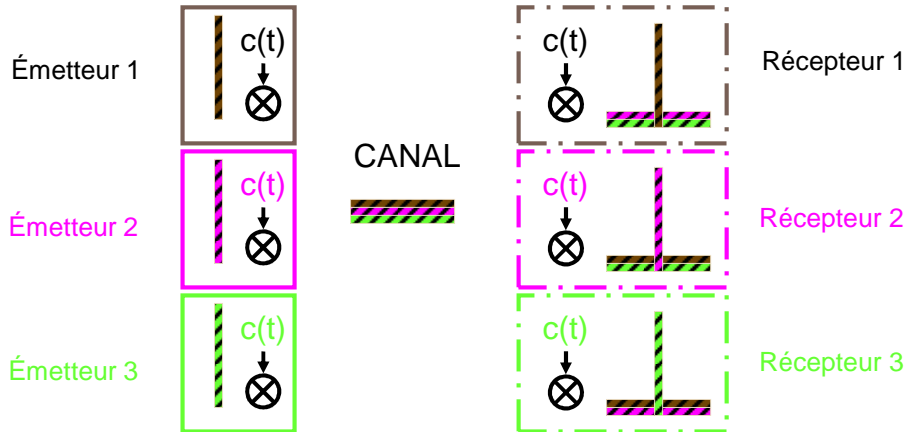
- Réception : mélange de plusieurs signaux étalés.
- Si le signal reçu n'est pas multiplié par le bon code, le signal reste étalé.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Communications multi-utilisateurs

171

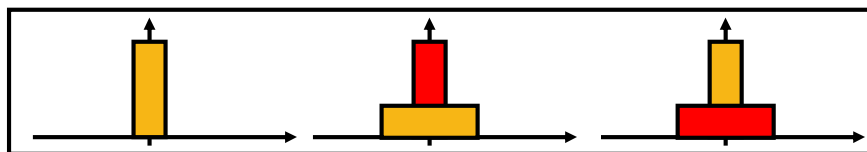


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Avantages du DS-SS

172

- Étalement de spectre : le signal étalé ressemble à du bruit blanc (discrétion).
- Robustesse vis-à-vis des interférences : tout brouilleur à bande étroite est étalé à la réception (sa puissance est divisée par Q).



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Inconvénient du DS-SS

173

- Besoin d'une synchronisation parfaite.
- Si le signal reçu est multiplié par $c(t-\tau)$ et que $c(t) \times c(t-\tau) = 0$, le signal reste étalé.
- Exemple : contexte multi-utilisateurs où les codes d'étalement sont générés par décalage d'un même code.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

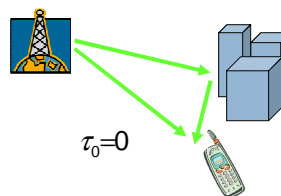


Résistance à la sélectivité en fréquence

174

- Sélectivité due aux trajets multiples.
- Si $c(t) \times c(t-\tau) = 0$, les trajets multiples restent étalés.

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i e^{j\theta_i} m(t-\tau_i) c(t-\tau_i) + n(t)$$



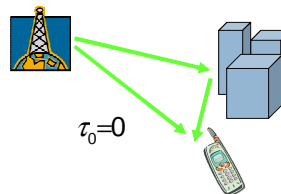
$$r(t)c(t) = \alpha_0 e^{j\theta_0} m(t) + \sum_{i=1}^{N-1} \alpha_i e^{j\theta_i} m(t-\tau_i) c(t-\tau_i) c(t) + n(t)c(t)$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Contribution constructive des trajets multiples

175

- Le récepteur peut se caler sur n'importe quel trajet.
- Conséquence : possibilité de récupérer plusieurs trajets.



$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i e^{j\theta_i} m(t-\tau_i) c(t-\tau_i) + n(t)$$

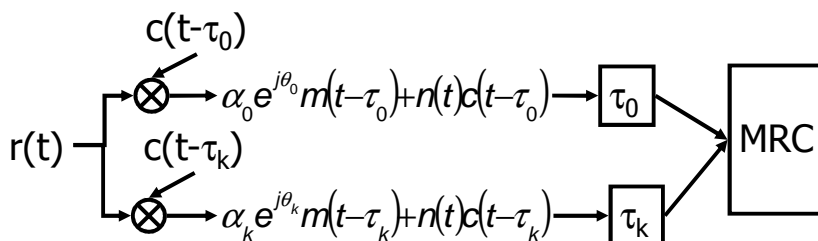
$$r(t) c(t-\tau_k) = \alpha_k e^{j\theta_k} m(t-\tau_k) + \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \alpha_i e^{j\theta_i} m(t-\tau_i) c(t-\tau_k) + n(t) c(t-\tau_k)$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Récepteur RAKE

176

- Le récepteur récupère plusieurs trajets et les combine de façon constructive avec le MRC (Maximum Ratio Combiner).



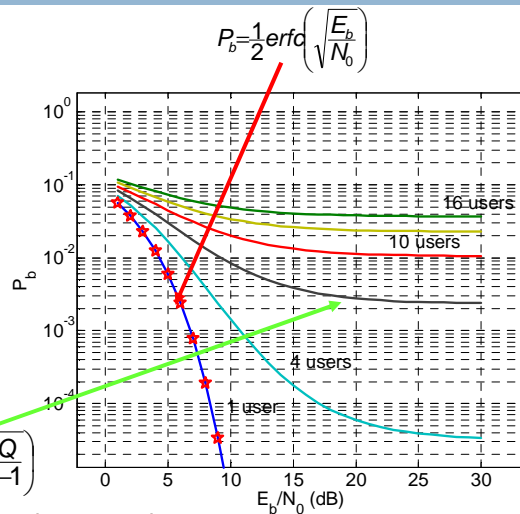
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

P_b pour une DS-SS BPSK

177

- K utilisateurs, $QT_c = T$
- E_b , énergie moyenne reçue par bit
- Bruit AWGN $N_0/2$
- Modulation BPSK
- Hypothèse : la puissance reçue est égale pour tous les utilisateurs
- Si $K=1$, BPSK
- Quand E_b/N_0 grand, erreur plancher

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{3Q}{K-1}} \right)$$

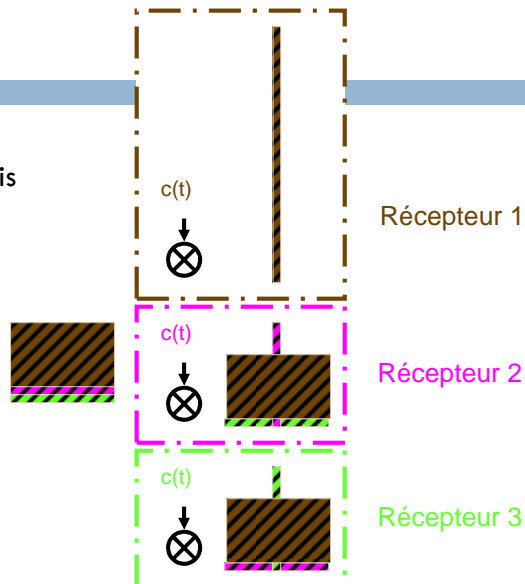


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Problème de l'effet near-far

178

- Si la puissance reçue depuis chaque émetteur est la même, l'interférence multi-utilisateurs a le même niveau dans chaque récepteur.
- Un émetteur proche peut masquer les émetteurs lointains.
- **Solution** : contrôle de puissance dans les stations de base.



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Conception des codes d'étalement

179

Orthogonalité des utilisateurs :

- Codes orthogonaux : interférence nulle entre utilisateurs.
- Contrainte : la fonction d'inter-corrélation de deux codes doit être nulle.

$$R_{c_i c_j}(\tau) \approx 0$$

Résistance aux trajets multiples :

- Le produit d'un code $c(t)$ et de sa version retardée $c(t-\tau)$ doit être nulle.
- Contrainte : la fonction d'auto-corrélation d'un code doit être une impulsion de Dirac.

$$R_{c_i c_i}(\tau) \approx \delta(\tau)$$

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Codes de Walsh-Hadamard (WH)

180

- Construits à partir de H_0 et d'une récurrence entre H_{n-1} et H_n .
- Chaque ligne de la matrice fournit un code d'étalement différent.
- Applications : IS-95, UMTS.

$$H_0 = [1]$$

$$H_n = \begin{bmatrix} H_{n-1} & H_{n-1} \\ H_{n-1} & -H_{n-1} \end{bmatrix}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple

181

- Synthèse de H_1 , H_2 et H_3 .

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad H_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Propriétés des codes WH

182

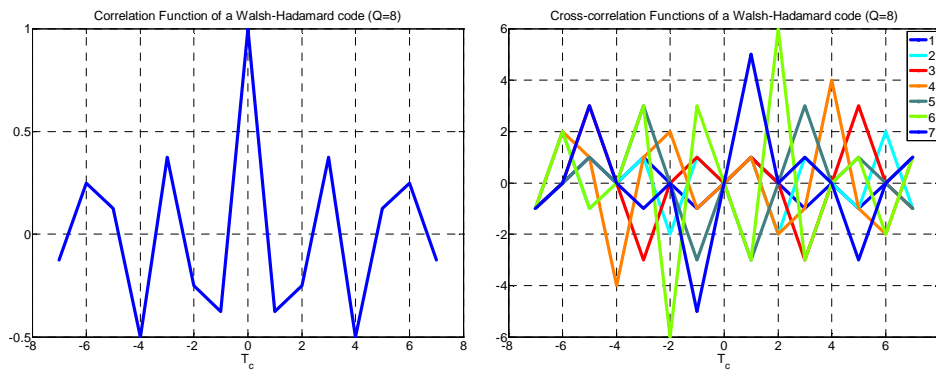
- **Avantage :** les codes sont parfaitement orthogonaux s'ils sont parfaitement synchrones (inter-corrélation nulle).
- **Inconvénients :** propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation médiocres si les codes sont asynchrones.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : 8ème code de H3

183

□ 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

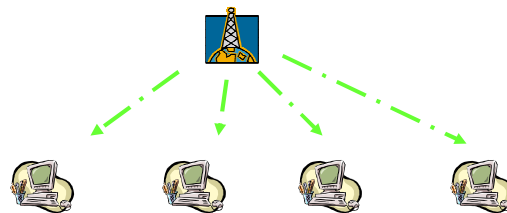
Réception multi-utilisateurs synchrones

184

- Récupération de la communication j **sans interférence multi-utilisateurs.**
- Cas des liaisons downlink.

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} m_i(t)c_i(t) + n(t)$$

$$r(t)c_j(t) = m_j(t) + \sum_{i=0, i \neq j}^{N-1} m_i(t)c_i(t)c_j(t) + n(t)c_j(t)$$

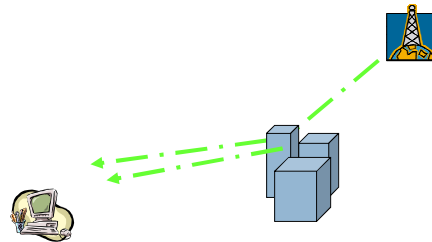


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Réception en présence de multi-trajets

185

- Présence d'interférence non négligeable. $r(t) = m(t)c(t) + m(t-\tau)c(t-\tau) + n(t)$
- Pas de résistance aux multi-trajets. $r(t)c(t) = m(t) + m(t-\tau)c(t-\tau) + n(t)c(t)$
- Transmissions downlink et uplink.

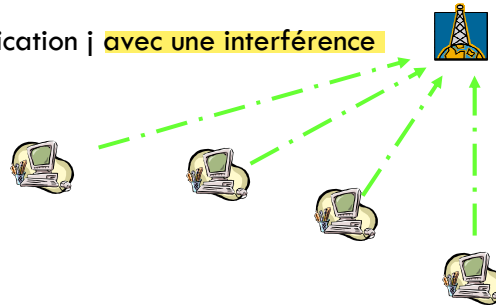


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Réception multi-utilisateurs asynchrones

186

- Récupération de la communication j avec une interférence MUI.
- MUI importante.
- Cas des liaisons uplink.



$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} m_i(t-\tau_i) c_i(t-\tau_i) + n(t)$$

$$r(t) c_j(t-\tau_j) = m_j(t) + \sum_{i=0, i \neq j}^{N-1} m_i(t-\tau_i) c_j(t-\tau_i) + n(t) c_j(t-\tau_j)$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conclusion sur l'utilisation des codes WH

187

- Bonnes propriétés d'orthogonalité si utilisateurs synchrones et absence de multi-trajets.
- Pas possible en réalité.
- Solution : codes WH utilisés en combinaison avec d'autres codes (IS-95/UMTS).

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Séquences à longueur maximale (ml-sequences)

188

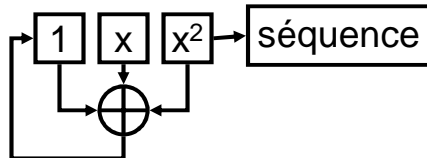
- **Objectif** : avoir des séquences d'étalement orthogonales même après décalages temporels.
- Possibilité d'atteindre l'objectif avec des séquences aléatoires comme les séquences à longueur maximale.
- Génération d'une séquence de longueur $2^m - 1$: registre à décalage de m mémoires et logique combinatoire.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple

189

- $m=2, x^2+x+1.$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Propriétés des séquences à longueur maximale

190

- **Longueur des séquences :** $Q=2^m-1.$
- Génération de 2^m-1 séquences quasi-orthogonales par permutation d'une séquence.
- Valeur typique de m : 15.
- Autre famille : codes de Gold.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

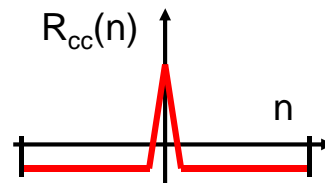
Fonction d'auto-corrélation des séquences ml

191

- Moyenne nulle.
- Auto-corrélation à deux valeurs.

$$R_{cc}(n) = \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} c(k)c(k+n)$$

$$= \begin{cases} 1 & n=0 \\ -\frac{1}{Q} & |n| \leq 2^{m-1} - 1 \end{cases}$$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Réception multi-utilisateurs synchrones

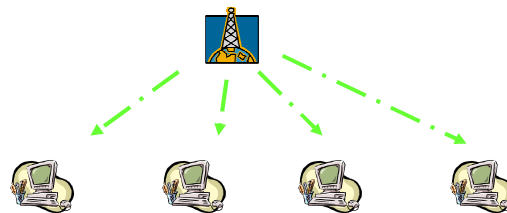
192

- Récupération de la communication j avec une faible interférence multi-utilisateurs.

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} m_i(t)c_i(t) + n(t)$$

INTERFERENCE MULTI-UTILISATEURS

- Cas des liaisons downlink. $r(t)c_j(t) = m_j(t) + \sum_{i=0, i \neq j}^{N-1} m_i(t)c_i(t)c_j(t) + n(t)c_j(t)$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

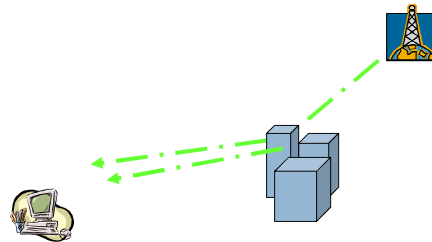
Réception en présence de multi-trajets

193

- Présence d'une **interférence négligeable.**
- **Résistance aux multi-trajets.**

$$r(t) = m(t)c(t) + m(t-\tau)c(t-\tau) + n(t)$$

$$r(t)c(t) = m(t) + m(t-\tau)c(t-\tau)c(t) + n(t)c(t)$$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

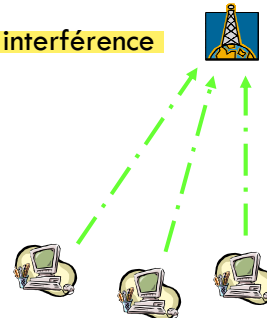
Réception multi-utilisateurs asynchrones

194

- Récupération de la communication j **avec une interférence MUJ.**
- **MUJ importante** si $c_i(t-\tau_i) = c_j(t-\tau_j)$.
- Cas des liaisons uplink.

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} m_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i) + n(t)$$

$$r(t)c_j(t-\tau_j) = m_j(t) + \sum_{i=0, i \neq j}^{N-1} m_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)c_j(t-\tau_j) + n(t)c_j(t-\tau_j)$$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Applications du DS-SS CDMA

195

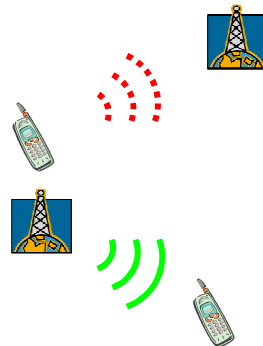
- **Système de téléphonie cellulaire américain 2G : IS-95.**
- **GPS par satellite : GPSS.**
- **Téléphonie cellulaire CDMA Large Bande WCDMA : UMTS.**
- **Réseaux WiFi : IEEE 802.11b.**

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

IS-95 : Interim Standard 95

196

- Qualcomm Corporation.
- DS-SS et FDD.
- Voie uplink : 25 MHz dans la bande 869-894 MHz.
- Voie downlink : 25 MHz dans la bande 824-849 MHz.
- Bande allouée à chaque communication : 1,25 MHz.
- Base des systèmes CDMA 3G américains.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Canaux et débits

197

- Nombre de canaux : 64.
- 6 types de canaux.
- Supervision : pilot (downlink), sync (downlink), access (uplink).
- Trafic : paging (downlink), downlink traffic channel, uplink traffic channel.
- Débit nominal de données (Rate Set 1) : 9,6 kbit/s.
 - ▣ 14400, 9600, 4800, 2400 et 1200 bit/s.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Caractéristiques IS-95

198

- Modulations BPSK et QPSK (même information sur $I(t)$ et $Q(t)$).
- Codage canal : codage convolutif $1/2$.
- Récepteur RAKE.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Codes d'étalement

199

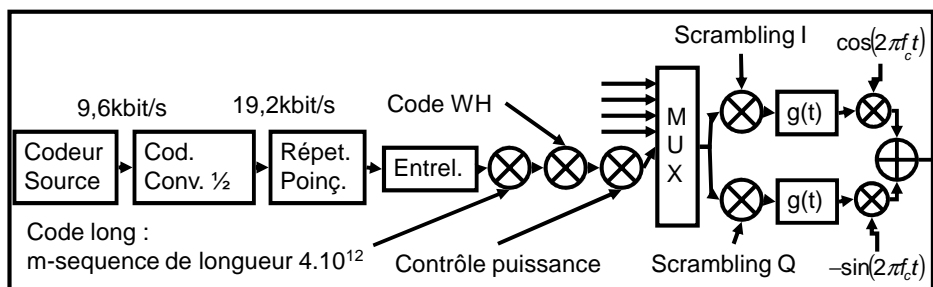
- Channelization codes pour différencier les canaux : codes WH à 1,2288 Mchip/s (64 codes), facteur d'étalement de 64.
- Scrambling codes pour différencier les stations de base (BS pour Base Station): séquences à longueur maximale.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Canal Downlink

200

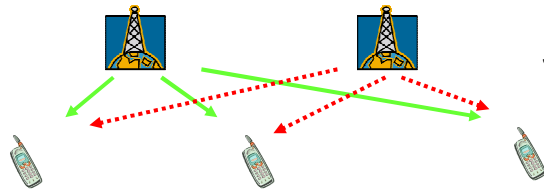
- 64 canaux dont un pilote, un canal de synchronisation et un canal de pager.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Réception de plusieurs BS

201



$$s_{BS}(t) = \sum_{i=0}^{63} m_i(t) WH_i(t) PN_{BS}(t)$$

$$r(t) = \sum_{i=0}^{63} m_i(t-\tau_1) WH_i(t-\tau_1) PN_{BS}(t-\tau_1) + \sum_{j=0}^{63} m_j(t-\tau_2) WH_j(t-\tau_2) PN_{BS}(t-\tau_2) + n(t)$$

- Sur la downlink, les codes WH identifient les canaux et les séquences PN identifient les BSs.
- La différence des retards est plus grande que le plus grand retard multi-trajet.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Réception du canal pilote WH_0

202

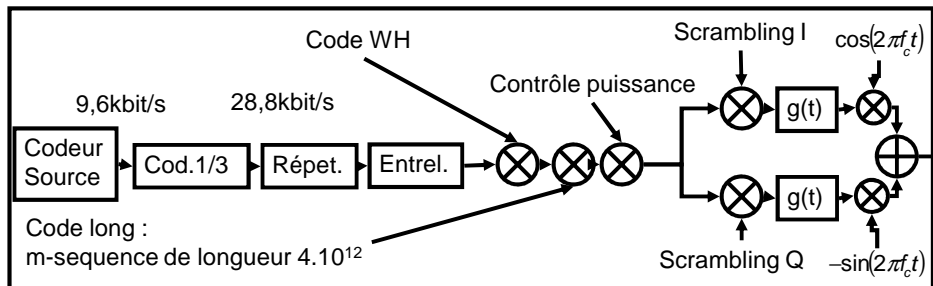
$$\begin{aligned} & r(t) WH_0(t-\tau_1) PN_{BS}(t-\tau_1) \\ &= m_0(t-\tau_1) + \sum_{i=1}^{63} m_i(t-\tau_1) WH_i(t-\tau_1) WH_0(t-\tau_1) PN_{BS}^2(t-\tau_1) \\ &+ \sum_{j=0}^{63} m_j(t-\tau_2) WH_j(t-\tau_2) WH_0(t-\tau_1) PN_{BS}(t-\tau_2) PN_{BS}(t-\tau_1) \\ &+ n(t) WH_0(t-\tau_1) PN_{BS}(t-\tau_1) \end{aligned}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Canal uplink

203

- Utilisateurs asynchrones.
- Code 1/3 et Offset QPSK.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

GPSS

204

- Global Positioning Satellite System.
- Système à 24 satellites.
- Fréquence centrale à 1,575 GHz.
- Deux modes : standard à 1,023 Mchip/s et précis à 10,23 Mchip/s.
- Séquences d'étalement par codes de Gold.
- Débit données à 50 bit/s.
- Données étalées par un code de 1023 chips en 1 ms pour le positionnement standard.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

WCDMA

205

- Wideband CDMA : UMTS.
- Porteuse à 1,9 GHz.
- Bande passante de 5 MHz.
- Débits jusqu'à 2 Mbit/s.
- Codes à 3,84 Mchip/s.
- Taille trame : 10 ms.
- Facteur d'étalement jusqu'à 512.
- Codes convolutifs et turbo-codes.

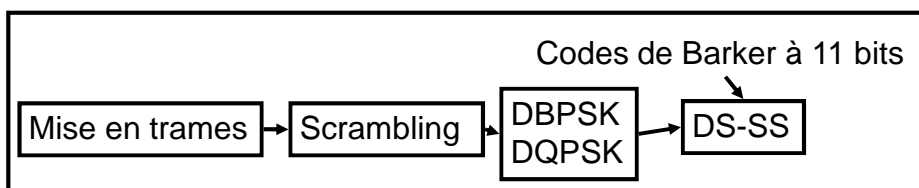


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

WiFi / WLAN / IEEE 802.11b.

206

- Bande : 2,4 GHz (sans licence).
- Débit : jusqu'à 11 Mbit/s.
- FH-SS et DS-SS.
- Exemple : DS-SS service à 1 Mbit/s (BPSK) et 2 Mbit/s (QPSK).



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conclusion

207

- Étalement de spectre pour les canaux flat fading.
- Techniques FH-SS et DS-SS.
- Codes : WH, à longueur maximale.
- Accès multiple : CDMA.
- Systèmes concurrencés par les systèmes OFDM.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Plan du cours

208

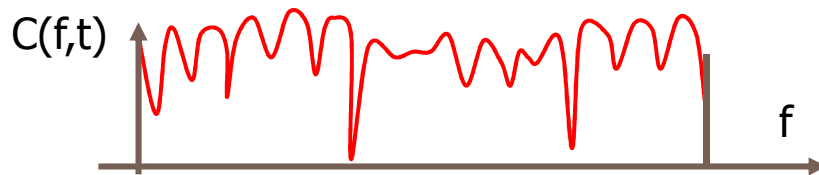
- I. Caractérisation des canaux
- II. Égalisation
- III. Étalement de spectre
- IV. OFDM**
- V. Diversité
- VI. Récapitulatif, conclusion et perspectives

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Cas des canaux très sélectifs en fréquence

209

- L'égalisation temporelle ne suffit plus à compenser le phénomène d'ISI.
- Causes :
 - ▣ Les retards très longs induisent des bandes de cohérence très petites.
 - ▣ Augmentation de W .
- Exemple : TNT



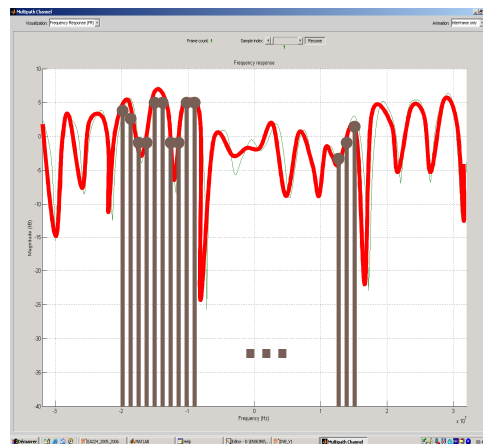
RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010



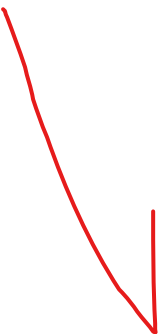
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplex

210

- Transmettre de multiples porteuses de façon à pouvoir considérer la fonction de transfert du canal comme une constante dans chaque sous-bande.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Égalisation pour OFDM

211

- Dans chaque sous-bande k , le canal est constant avec un gain complexe H_k .
- Égalisation : multiplier la sortie k par un coefficient correcteur.

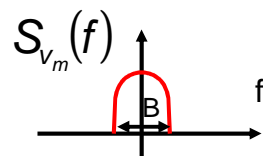
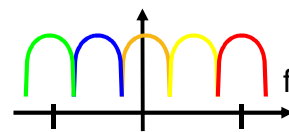
ZFE	MMSE
$\frac{1}{H_k}$	$\frac{H_k^*}{ H_k ^2 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_b^2}}$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Rappel : génération d'un multiplex FDM à N porteuses

212

- FDM : Frequency Division Multiplex.
- N : nombre de communications et de porteuses.
- Signal passe-bas $v_m(t)$.
- $m = -(N-1)/2 \dots + (N-1)/2$.



$$v_m(t) = i_m(t) + jq_m(t)$$

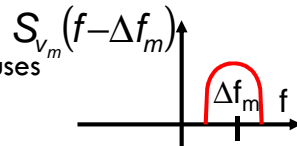
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Rappel : génération d'un multiplex FDM à N porteuses

213

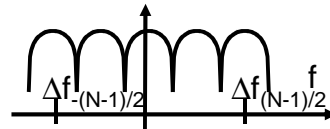
- Translation en fréquence de Δf_m par une exponentielle complexe.

- Multiplex : sommation des M sous-porteuses



$$v_m(t) \exp(j2\pi\Delta f_m t)$$

$$v(t) = \sum_{m=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} v_m(t) \exp(j2\pi\Delta f_m t)$$

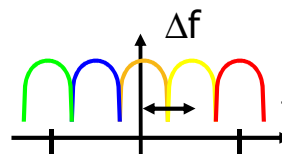


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Dimensions du multiplex

214

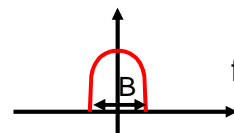
- Déplacement en fréquence Δf_m de la forme $m\Delta f$ avec m de $-(N-1)/2$ à $(N-1)/2$.



$$\Delta f_m = m\Delta f$$

$$\Delta f \geq B$$

- Déplacement en fréquence Δf plus grand que la bande occupée (B) par le signal d'information.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Transposition du multiplex dans une bande de fréquence

215

- Fréquence porteuse f_c .
- Signal total : $s(t)$

$$v(t) = \sum_{m=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} v_m(t) \exp(j2\pi\Delta f_m t)$$

$$s(t) = \text{Re}[v(t) \exp(j2\pi f_c t)]$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Passage à une transmission multi-porteuses OFDM

216

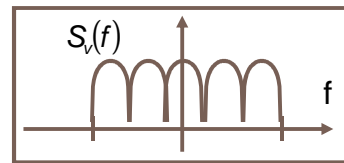
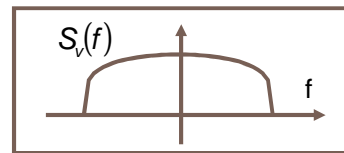
- **Système mono-porteuse** : un flux de données haut débit sur une seule porteuse.
- **Système multi-porteuses** : plusieurs flux de données bas débit sur plusieurs sous-porteuses.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Application : IEEE 802.11 a

217

- Débit maximal : 54 Mbit/s.
- Débit pratique : 36 Mbit/s, soit 48 Mbit/s avec les FECs.
- Bande passante : 20 MHz.
- Solution de base : une seule porteuse à 36 Mbit/s.
- Solution OFDM : 48 porteuses à 0,75Mbit/s.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Système mono-porteuse

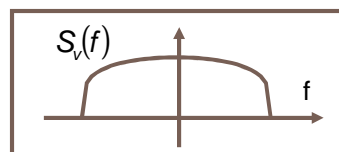
218

- Signal passe-bas $v(t)$ à amplitudes complexes b_k

$$v(t) = \sum_k b_k g(t - kT)$$

- Signal passe-bande $s(t)$ modulé autour d'une porteuse f_c .

$$s(t) = \text{Re}[v(t) \exp(j2\pi f_c t)]$$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Systeme multi-porteuses

219

- Transformation d'un flux de symboles b_k en N flux de symboles $b_{k,i}$ où i est l'indice de la porteuse.
- Période des symboles $b_{k,i}$ est N fois plus grande que celle des b_k .

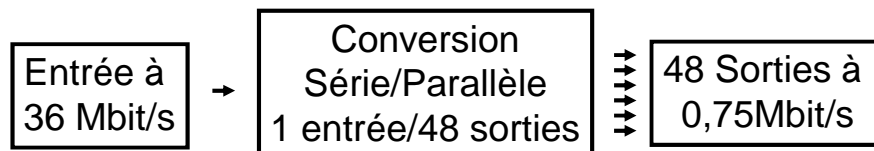
$$v(t) = \sum_k b_k h(t - kT) \rightarrow \begin{array}{c} T_{OFDM} = NT \\ \text{Conversion} \\ \text{Série/Parallèle} \end{array} \rightarrow \sum_k b_{k,i} h(t - kT_{OFDM})$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Application IEEE 802.11a

220

- Division du flux effectif à 36 Mbit/s en N=48 flux de 0,75 Mbit/s.
- Porteuses de f_1 à f_{48} .

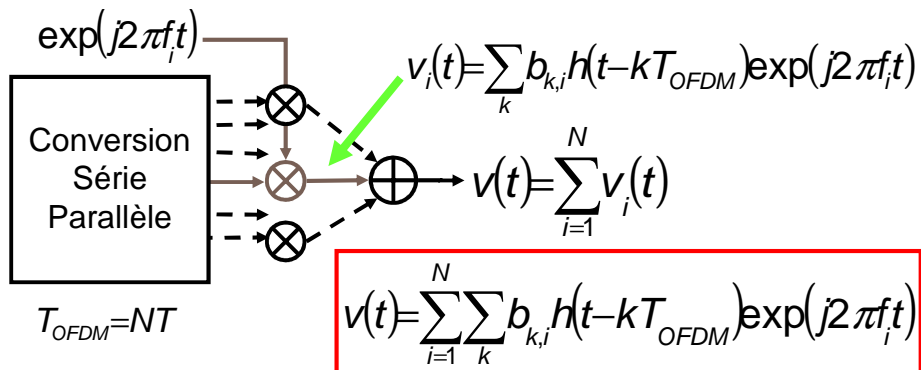


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Expression du multiplex OFDM

221

- Modulation des N flux bas débits.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Synthèse des N modulateurs

222

$$v(t) = \sum_{i=1}^N \sum_k b_{k,i} h(t - kT_{OFDM}) \exp(j2\pi f_i t)$$

- Étude sur un intervalle particulier $[KT_{OFDM}, (K+1)T_{OFDM}]$.
- $h(t)$, porte rectangulaire d'amplitude 1.

$$v(t) = \sum_{i=1}^N b_{K,i} \exp(j2\pi f_i t)$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Synthèse des N modulateurs

223

- Échantillonnage de la période T_{OFDM} en M échantillons (période d'échantillonnage de T_{OFDM}/M)

$$v(t) = \sum_{i=1}^N b_{K,i} \exp(j2\pi f_i t)$$
$$v(n) = \sum_{i=1}^N b_{K,i} \exp\left(j2\pi f_i n \frac{T_{\text{OFDM}}}{M}\right) \quad n=0, 1, \dots, M-1$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



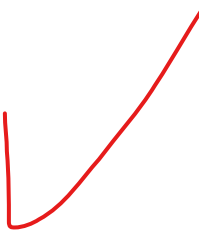
Synthèse des N modulateurs

224

- Contrainte forte : fréquences porteuses de la forme $f_i = i/(T_{\text{OFDM}})$ $i=1, 2, \dots, N$

$$v(n) = \sum_{i=1}^N b_{K,i} \exp\left(j2\pi f_i n \frac{T_{\text{OFDM}}}{M}\right) \quad n=0, 1, \dots, M-1$$
$$v(n) = \sum_{i=1}^N b_{K,i} \exp\left(j2\pi \frac{in}{M}\right) \quad n=0, 1, \dots, M-1$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

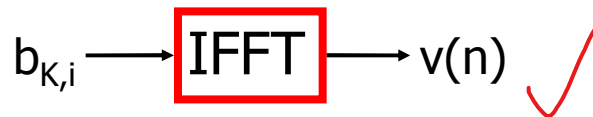


Synthèse des N modulateurs

225

- Comment obtenir la modulation des N porteuses en une seule opération ?

$$v(n) = \sum_{i=1}^N b_{K,i} \exp(j2\pi \frac{in}{M}) \quad n=0,1,\dots,M-1$$

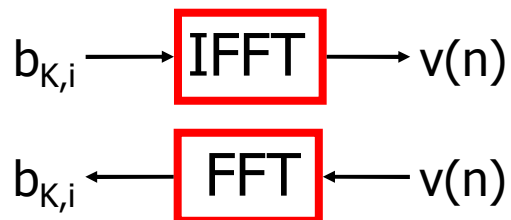


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Réception OFDM

226

- Émission : IFFT pour moduler.
- Réception : FFT pour démoduler.

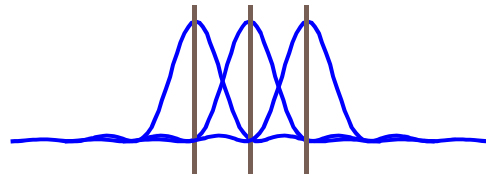


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Caractère orthogonal du multiplex FDM

227

- Les sous-porteuses sont orthogonales entre elles au sens du critère de Nyquist.
- Les sous-porteuses sont espacées d'un multiple de $1/T_{\text{OFDM}} : f_i = i/(T_{\text{OFDM}}) \quad i=1,2,\dots,N.$
- $h(t)$, porte rectangulaire de durée T_{OFDM} .



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Préfixe cyclique

228

- CP : Cyclic Prefix.
- Complément à la transmission OFDM.
- Le préfixe cyclique permet de diminuer l'ISI due aux trajets multiples.

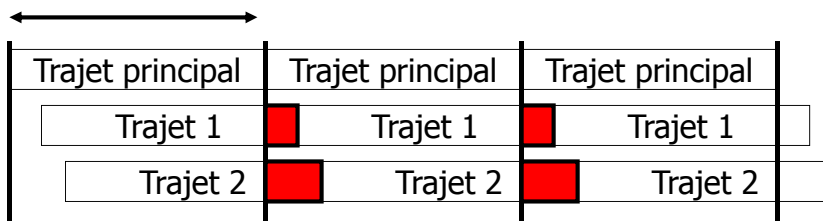
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Sélectivité en fréquence due aux trajets multiples

229

- Conséquence : ISI difficile à supprimer lors d'un traitement par trames.

Trame OFDM

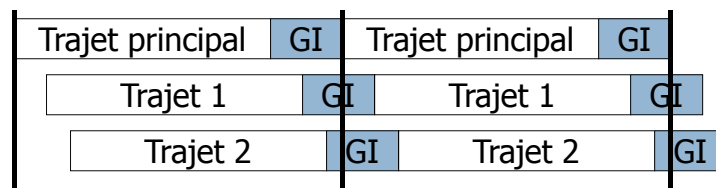


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Intervalle de garde

230

- GI : Guard Interval.
- Insertion d'un intervalle de garde pour récupérer le maximum de puissance.
- Perte d'efficacité spectrale.



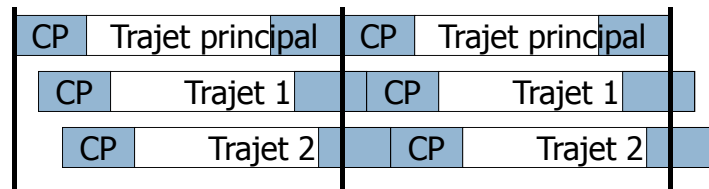
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Préfixe cyclique

231

- L'intervalle de garde est placé en début de trame : préfixe.
- Il est rempli d'une copie de la fin de la trame OFDM (utile pour la synchronisation).

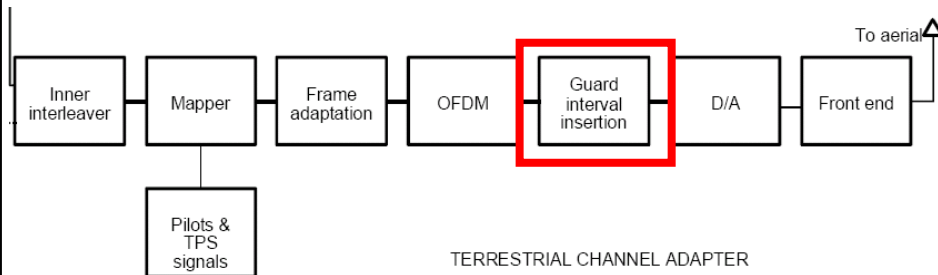


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Implantation du préfixe cyclique

232

- Préfixe introduit à la sortie du convertisseur P/S et retiré à l'entrée du convertisseur S/P dans le récepteur.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Problème de PAPR

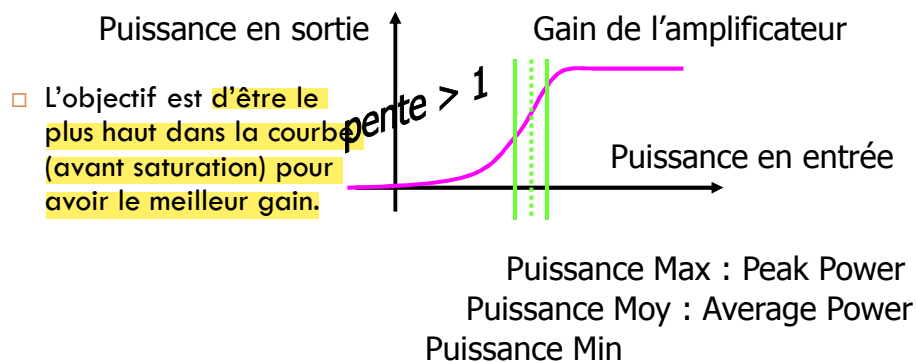
233

- PAPR : Peak to Average Power Ratio.
- Rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne émise.
- Importance du PAPR pour le choix des amplificateurs de puissance.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Caractéristique des amplificateurs de puissance

234

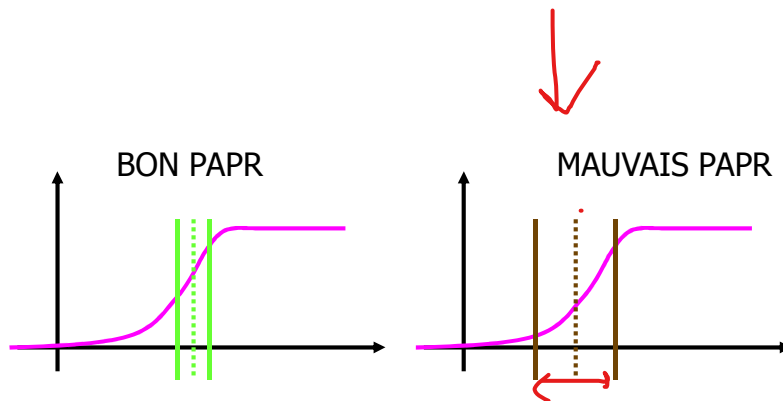


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

PAPR et gain d'amplification

235

- Plus le PAPR est grand, plus le gain moyen de l'ampli diminue.

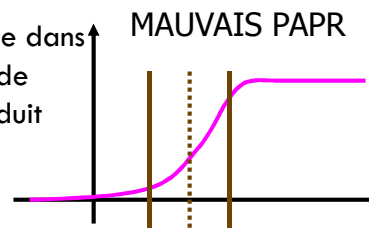


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conséquences d'un mauvais PAPR

236

- Mauvais rendement des amplificateurs.
- Pour avoir les mêmes performances que dans le cas d'un bon rendement (en termes de BER) il faut du codage canal, ce qui induit une perte de bande passante.

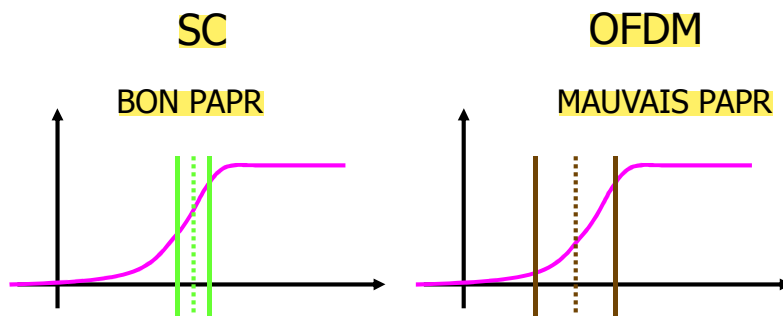


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

PAPR et OFDM

237

- SC : Single Carrier.

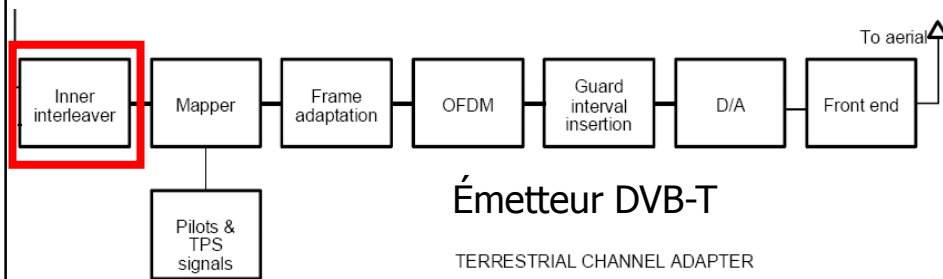


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Solution au problème de PAPR : entrelacement ou interleaving

238

- Mélanger les données de façon à ce que toutes les sous-porteuses transmettent la même puissance tout le temps.



Émetteur DVB-T

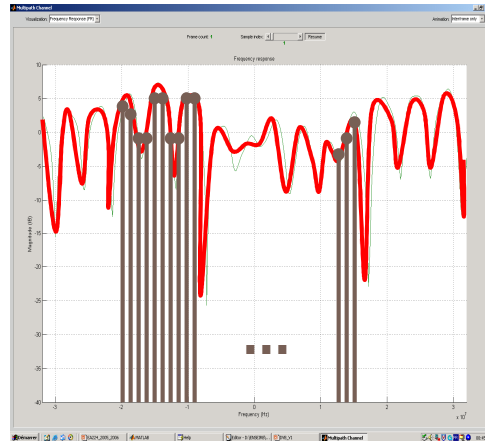
TERRESTRIAL CHANNEL ADAPTER

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Signaux pilotes pour l'estimation de canal

239

- Sous-porteuses dédiées à l'estimation de la fonction de transfert du canal : porteuses pilotes
- Répartition des signaux pilotes dans le multiplex OFDM
 - Positions constantes : pilotes continus
 - Positions variant au cours du temps : pilotes dispersés



RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Exemple : Mode 2K DVB-T (TNT)

240

- 1705 porteuses dont 193 signaux pilote.
- 45 continus, 143 dispersés (12 positions communes) et 17 signaux TPS.

- 12 pilotes continus communs avec les pilotes dispersés

2K mode							
0	48	54	87	141	156	192	
201	255	279	282	333	432	450	
483	525	531	618	636	714	759	
765	780	804	873	888	918	939	
942	969	984	1 050	1 101	1 107	1 110	
1 137	1 140	1 146	1 206	1 269	1 323	1 377	
1 491	1 683	1 704					

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Applications de l'OFDM

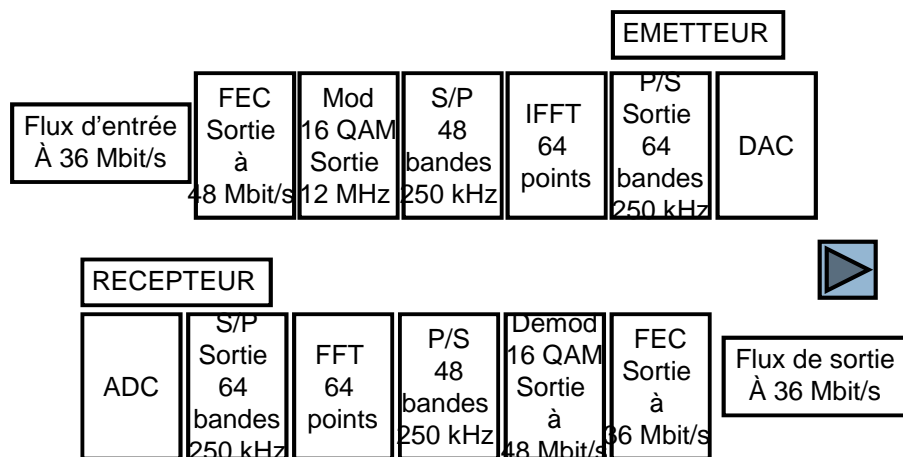
241

- WiFi (IEEE 802.11 a/g/n)
- WiMAX (IEEE 802.16)
- TNT (DVB-T)
- ADSL

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Émetteur et récepteur WiFi

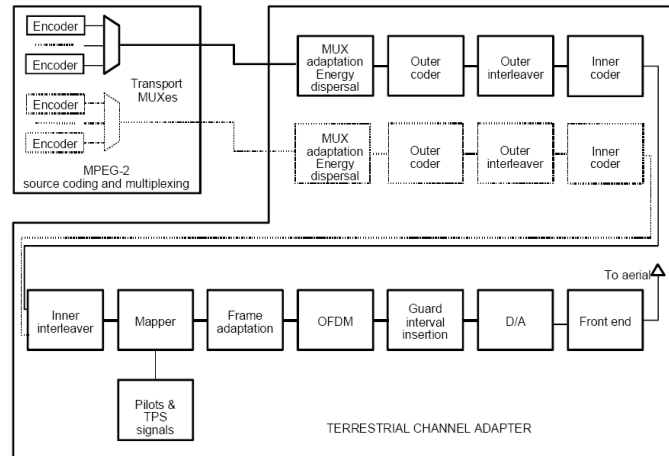
242



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Émetteur TNT

243

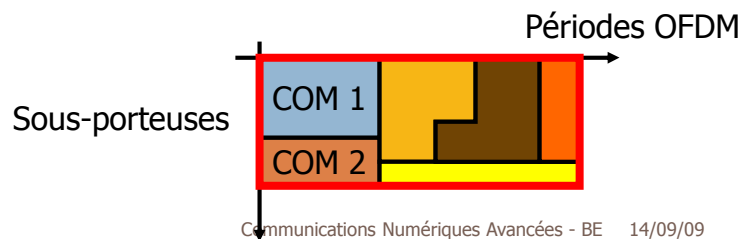


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Accès multiple OFDMA

244

- OFDMA : Orthogonal Frequency Multiple Access.
- Agencement des communications sur un ensemble de périodes OFDM et de sous-porteuses.

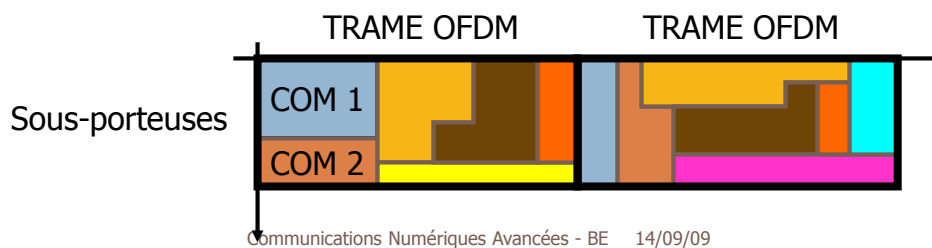


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : WiMAX / Downlink

245

- À chaque trame OFDM, les sous-porteuses et les périodes OFDM sont re-affectées aux communications suivant leurs besoins.



Conclusion

246

- Canaux très sélectifs en fréquence.
- OFDM : transmission multi-porteuses.
- CP contre l'ISI.
- Signaux pilotes pour l'estimation de canaux.
- Accès multiple : OFDMA.
- Perspective systèmes 4G : mélanger le CDMA et l'OFDM(A).

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Plan du cours

247

- I. Caractérisation des canaux
- II. Égalisation
- III. Étalement de spectre
- IV. OFDM
- V. **Diversité**
- VI. Récapitulatif, conclusion et perspectives

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Canaux de propagation

248

- Les canaux de propagation **dispersent l'énergie transmise de façon aléatoire.**
- Conséquence : **chute du rapport signal à bruit à la réception et dégradation des performances en termes de BER.**
- Trajets multiples dé-corrélés :
 - **Les trajets multiples ont des gains dé-corrélés :**
 - Certains trajets donnent lieu à un faible SNR à la réception.
 - D'autres trajets donnent lieu à un fort SNR à la réception.
 - Ce **phénomène s'appelle la diversité.**

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Principe général des techniques de diversité

249

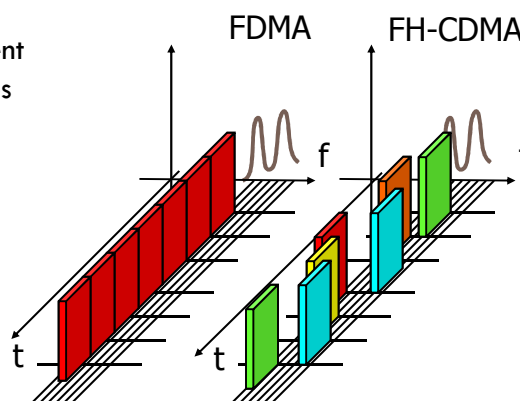
- Les techniques de diversité sont des techniques d'émission et/ou de réception permettant de tirer profit de la diversité produite par les canaux de propagation.
- Techniques de diversité à la réception
 - ▣ Techniques permettant de récupérer l'énergie dispersée.
 - ▣ Exemple : égalisation, récepteur RAKE.
- Techniques de diversité à l'émission
 - ▣ Transmission d'un signal constitué de composantes dé-corrélées.
 - ▣ Intérêt : les composantes ne seront pas toutes affectées de la même façon en présence d'une perturbation.
 - ▣ La probabilité de récupérer une partie du signal est accrue.

RE3 42 - BE - ENSEIRB-MATMECA / IRIT 16/11/2010

Exemple

250

- Les systèmes FDMA offrent moins de diversité que les systèmes FH-CDMA.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Techniques de diversité

251

- Diversité en fréquence.
- Diversité en temps.
- Diversité spatiale.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Diversité en fréquence

252

- **Étalement de spectre :**
 - Choix d'une sélectivité moyenne pour tous plutôt que d'une forte sélectivité sur une communication particulière.
- **OFDM :**
 - Des sous-bandes séparées d'au moins la bande de cohérence d'un canal ne subiront pas la même atténuation.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Diversité en temps

253

- **Répétition de l'information.**
 - Répéter les émissions à des instants séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c .
 - Très peu efficace spectralement.
- **Entrelacement.**
 - Mélanger les données avant l'émission.
 - Les re-mélanger à la réception.
 - Les gros blocs d'erreur deviennent de petits blocs d'erreurs qui sont plus facilement corrigés.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Diversité spatiale

254

- **Cas de plusieurs antennes à l'émission et/ou à la réception.**
 - SISO : Single Input Single Output.
 - SIMO : Single Input Multiple Output.
 - MISO : Multiple Input Single Output.
 - MIMO : Multiple Input Multiple Output.

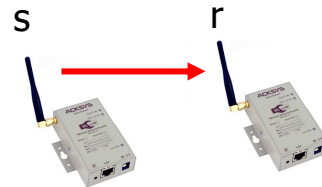
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Single Input Single Output

255

- Une antenne à l'émission, une antenne à la réception.
- Un trajet de Rayleigh reçu.
- Hypothèses :
 - ▣ Gain constant et connu.
 - ▣ Modulation M-PSK.

$$r = hs + n$$

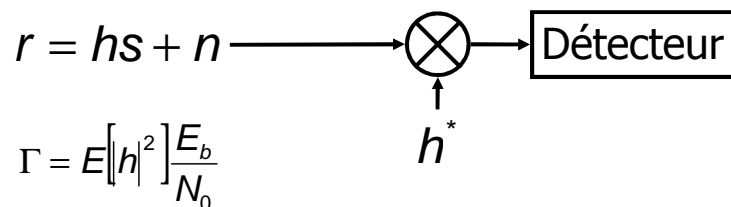


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Méthode de réception

256

- Estimation du canal : estimation du gain multiplicatif.
- Compensation de la phase.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Performances d'une BPSK

257

- Même expression que celle obtenue pour un canal AWGN mais avec un SNR par bit γ_b aléatoire à cause du gain.

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad \gamma_b = |h|^2 \frac{E_b}{N_0}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Calcul de la probabilité d'erreur P_2 d'une BPSK

258

- Pour déterminer la probabilité d'erreur, il faut connaître la densité de probabilité $p(\gamma_b)$ du rapport signal à bruit par bit γ_b .

$$P_2 = E[P_2(\gamma_b)] = \int_0^{+\infty} P_2(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Densité de probabilité du SNR par bit γ_b

259

- Si α suit une loi de Rayleigh, alors α^2 suit une loi du χ^2 à deux degrés de liberté, de même que γ_b .

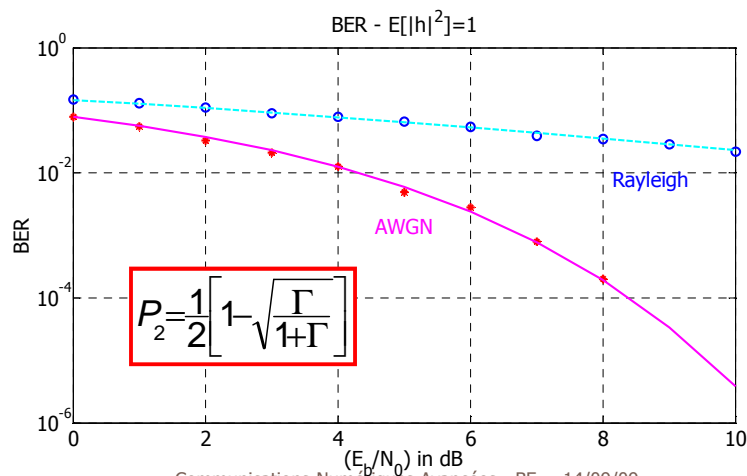
$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\frac{\gamma_b}{\Gamma}} \quad \gamma_b \geq 0$$

$$\gamma_b = |h|^2 \frac{E_b}{N_0} \quad \Gamma = E[|h|^2] \frac{E_b}{N_0}$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Performances d'une BPSK

260

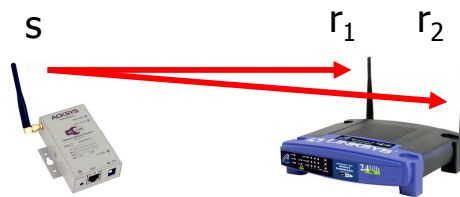


Single Input Multiple Output

261

- Une antenne à l'émission, plusieurs antennes à la réception.
- Trajets de Rayleigh.
- Hypothèses :
 - Gains constants.
 - Gains connus.
 - Modulation M-PSK.

$$r_k = h_k s + n_k$$



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

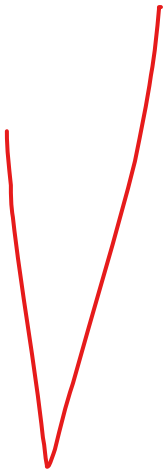
Diversité spatiale

262

- Diversité garantie si les antennes sont espacées d'au-moins une demi longueur d'onde (les signaux émis/reçus sur chacune des antennes subissent des perturbations dé-corrélées).



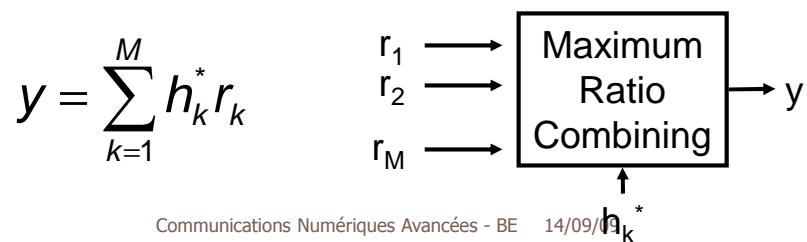
Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Maximal Ratio Combining (MRC)

263

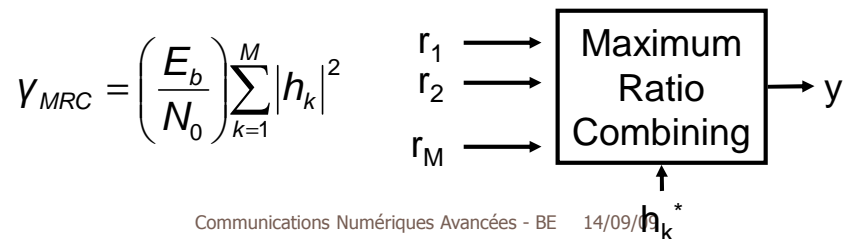
- Réception de tous les canaux et combinaison linéaire.
- Les coefficients du MRC sont changés à intervalles de temps réguliers.



Calcul des coefficients du MRC

264

- Chaque gain h_k est compensé par h_k^* :
 - Compensation de la phase.
 - Les canaux interviennent en fonction de leur puissance.



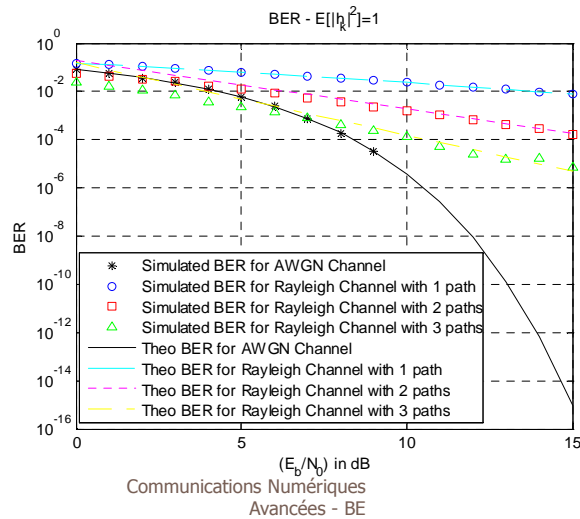
Performances d'une BPSK

□ Expression valide pour les forts E_b/N_0 .

$$P_2 = \left(\frac{1}{4\Gamma}\right)^M C_{2M-1}^M$$

$$\Gamma = \left(\frac{E_b}{N_0}\right) E\left[\sum_{k=1}^M |h_k|^2\right]$$

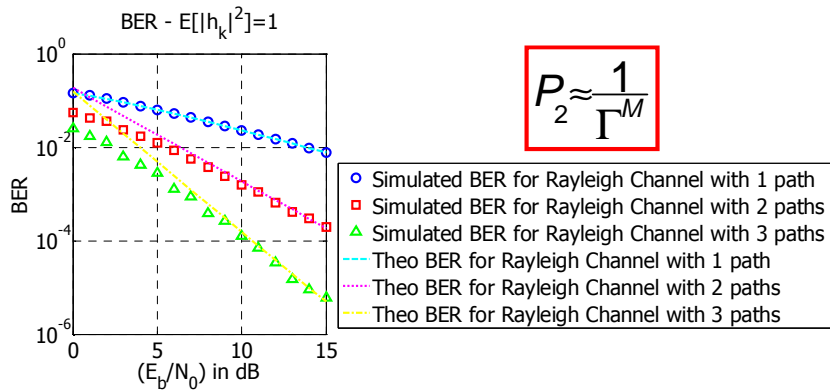
14/09/09



Ordre de diversité : M

266

□ La probabilité d'erreur varie en $1/\text{SNR}^M$.



Interprétation

$$\Gamma = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) E \left[\sum_{k=1}^M |h_k|^2 \right]$$

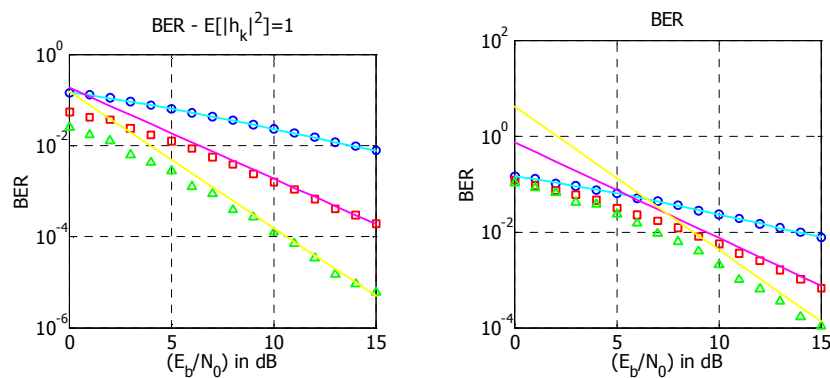
267

- Plus M augmente, meilleures sont les performances.
- Deux raisons à cela :
 - ▣ le SNR reçu augmente car plus d'énergie est reçue.
 - ▣ L'apport de la diversité : le fait de pouvoir disposer de plusieurs canaux.
- Pour visualiser l'apport de la diversité, il faut raisonner à Γ constant quel que soit le nombre d'antennes.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Comparaison

268

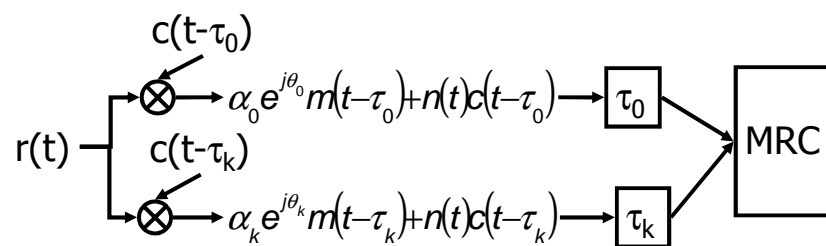


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Récepteur RAKE et MRC

269

- Le MRC est utilisé dans le récepteur RAKE pour les systèmes DS/SS afin de combiner les trajets multiples récupérés sur chaque « doigt ».



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Variantes sous-optimales

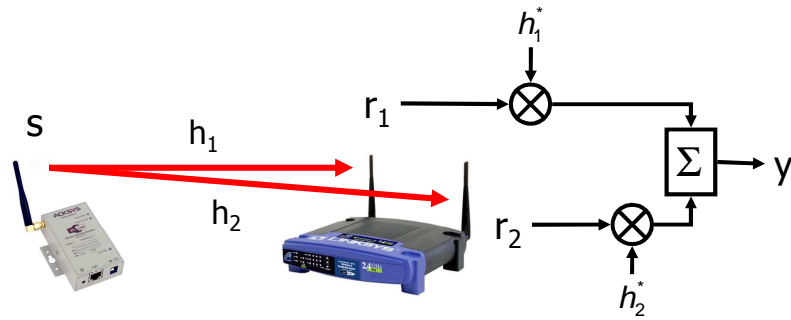
270

- Selection Combining : à chaque T, sélection du trajet avec le plus fort SNR instantané γ_k .
- Equal Gain Combining : MRC avec un gain constant pour tous les trajets (compensation de la phase).

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : 2 antennes

271



$$r_1 = h_1 s + n_1$$
$$r_2 = h_2 s + n_2$$

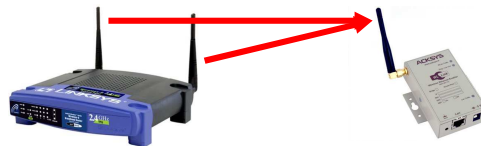
$$SNR_y = \frac{E_b}{N_0} \left[|h_1|^2 + |h_2|^2 \right]$$

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Multiple Input Single Output

272

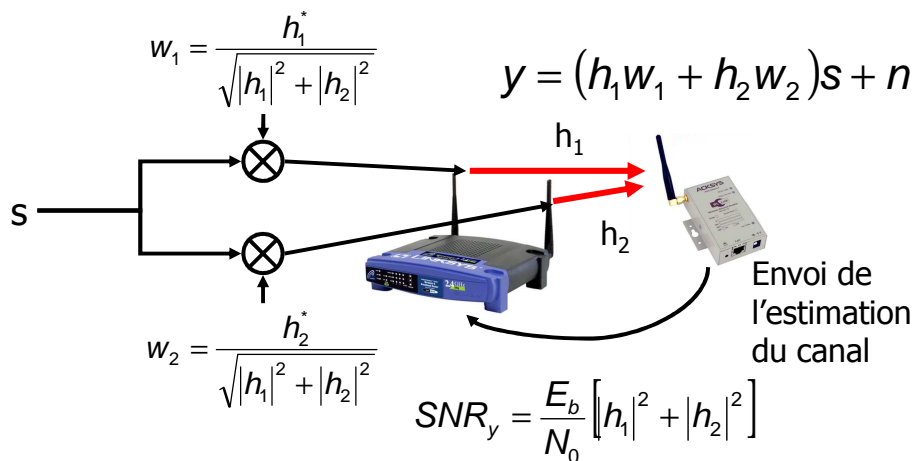
- Plusieurs antennes à l'émission et une antenne à la réception.
- Trajets de Rayleigh.
- Hypothèses :
 - Gains constants.
 - Gains connus.
 - Modulation M-PSK.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Exemple : 2 antennes avec diversité par voie retour

273



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

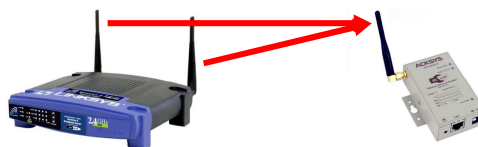
STC (Space Time Coding)

274

- Codage espace-temps.
- Exemple : code d'Alamouti (2,1)
 - ▣ L'antenne 0 émet s_0 puis $-s_1^*$
 - ▣ L'antenne 1 émet s_1 puis s_0^* .

$$\hat{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1^* r_1$$

$$\hat{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0^* r_1$$

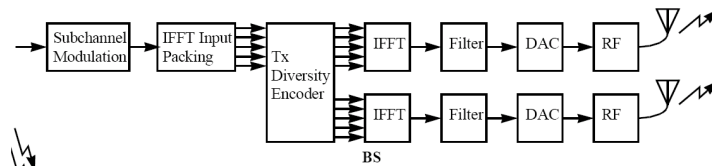


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Applications

275

- Technique utilisée lorsque les stations de base peuvent se munir de plusieurs antennes, contrairement aux terminaux des utilisateurs.
- Exemple d'utilisation : WiMAX.

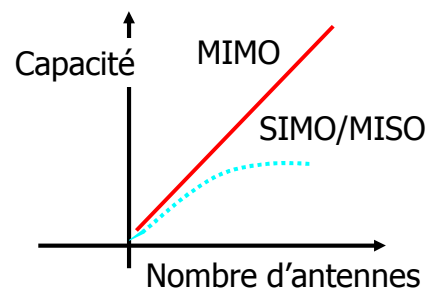
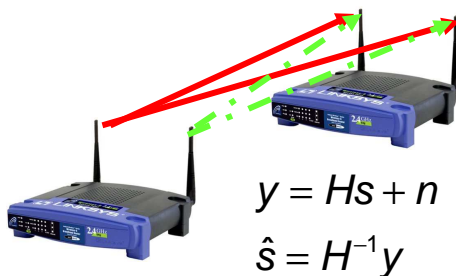


Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Multiple Input Multiple Output

276

- Synthèse des approches MRC + STC.
- Approche supérieure au SIMO/MISO.



Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Conclusion

277

- Diversité en fréquence, en temps, spatiale.
- Diversité spatiale : MRC, STC, MIMO.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Plan du cours

278

- I. Caractérisation des canaux
- II. Égalisation
- III. Étalement de spectre
- IV. OFDM
- V. Diversité
- VI. Récapitulatif, conclusion et perspectives**

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Objectifs du cours

279

- CANAUX DE TRANSMISSION
 - ▣ Caractériser les canaux de transmission pour les systèmes de communication sans fil (mobiles ou fixes).
- TECHNIQUES DE TRANSMISSION
 - ▣ Présenter les techniques de transmission utilisées dans les systèmes de communications sans fil actuels.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Connaissances acquises à l'issue du cours

280

- CARACTERISATION DES CANAUX DE COMMUNICATION SANS FIL :
 - ▣ Trajets multiples, fading, slow et fast fading, sélectivité en fréquence et flat fading.
- TECHNIQUES DE TRANSMISSION :
 - ▣ Égalisation, étalement de spectre, OFDM, diversité.
- UTILISATION DES TECHNIQUES DANS LES SYSTEMES SANS FIL :
 - ▣ GSM, IS-95, DVB-T, WiMAX, UMTS.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

Caractérisation des canaux

281

- Deux types de fading pour les communications sans fil.
- Fading à long terme : atténuation de la puissance émise.
- Fading à court terme : déformation du signal émis.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09



Compensation du fading

282

- Compensation du fading à long terme :
 - Augmenter la puissance émise ou diminuer la puissance requise à l'arrivée (par des codes correcteurs par exemple).
- Compensation du fading à court terme :
 - Utiliser des techniques de transmission telles que l'égalisation, l'étalement de spectre, l'OFDM, les techniques de diversité en fonction du type de fading.

Communications Numériques Avancées - BE 14/09/09

