

Réception multi-capteur pour un terminal radio-mobile dans un système d'accès multiple à répartition par codes.

Application au mode TDD de l'UMTS

Laurent ROS

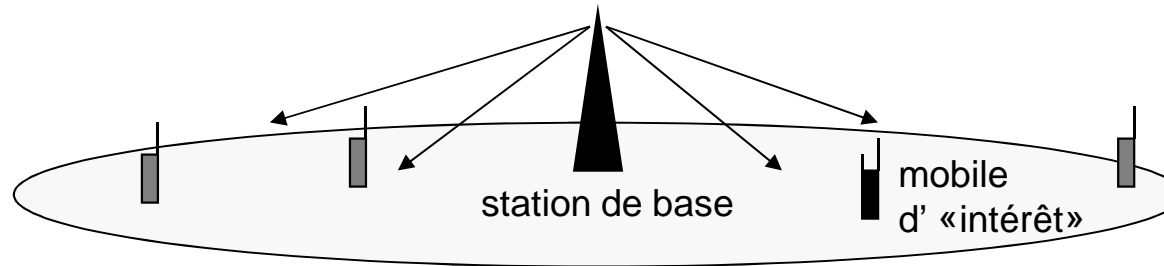
sous la direction de: Geneviève JOURDAIN (LIS)
Marylin ARNDT (FT-R&D)

19 Décembre 2001, Grenoble



CONTEXTE

- ❑ Système radio-mobile de communications numériques **CDMA**.
- ❑ Lien descendant = station de Base vers terminal mobile
antenne d'émission non adaptative (omnidirectionnelle ou en secteurs)



OBJECTIFS

- **(A)** Bénéfice de l'utilisation d'une antenne composée de 2 ou 3 éléments sur le mobile (antenne multi-capteur) ?
- **(B)** Avec quels traitements numériques de réception à complexité modérée sur le mobile ?

PLAN

□ I- Problématique et Représentation du CDMA

- Mode TDD de l'UMTS: technique CDMA et Canal de propagation
- Construction d'un formalisme de représentation en fréquence

□ II- Récepteurs linéaires théoriques et performances (A)

- Détection linéaire multi-utilisateur multi-capteur (canal sélectif)
- Performances moyennes pour les modèles de canaux de l'UMTS
→ bénéfice potentiel du multi-capteur

□ III- Structures linéaires de réalisation (B)

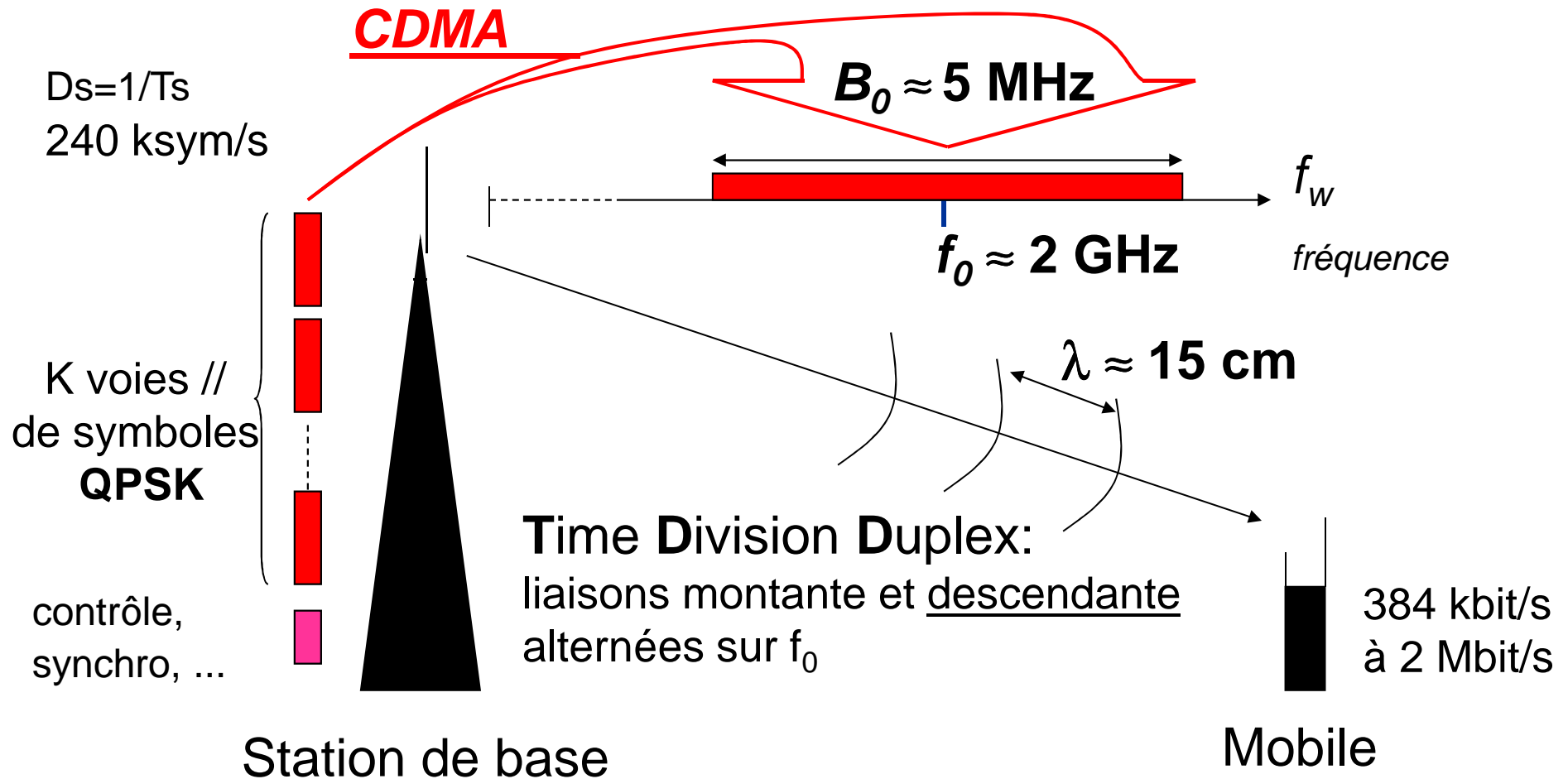
- 2 structures de référence => nouvelles structures intermédiaires
- Versions adaptatives des structures

Conclusion

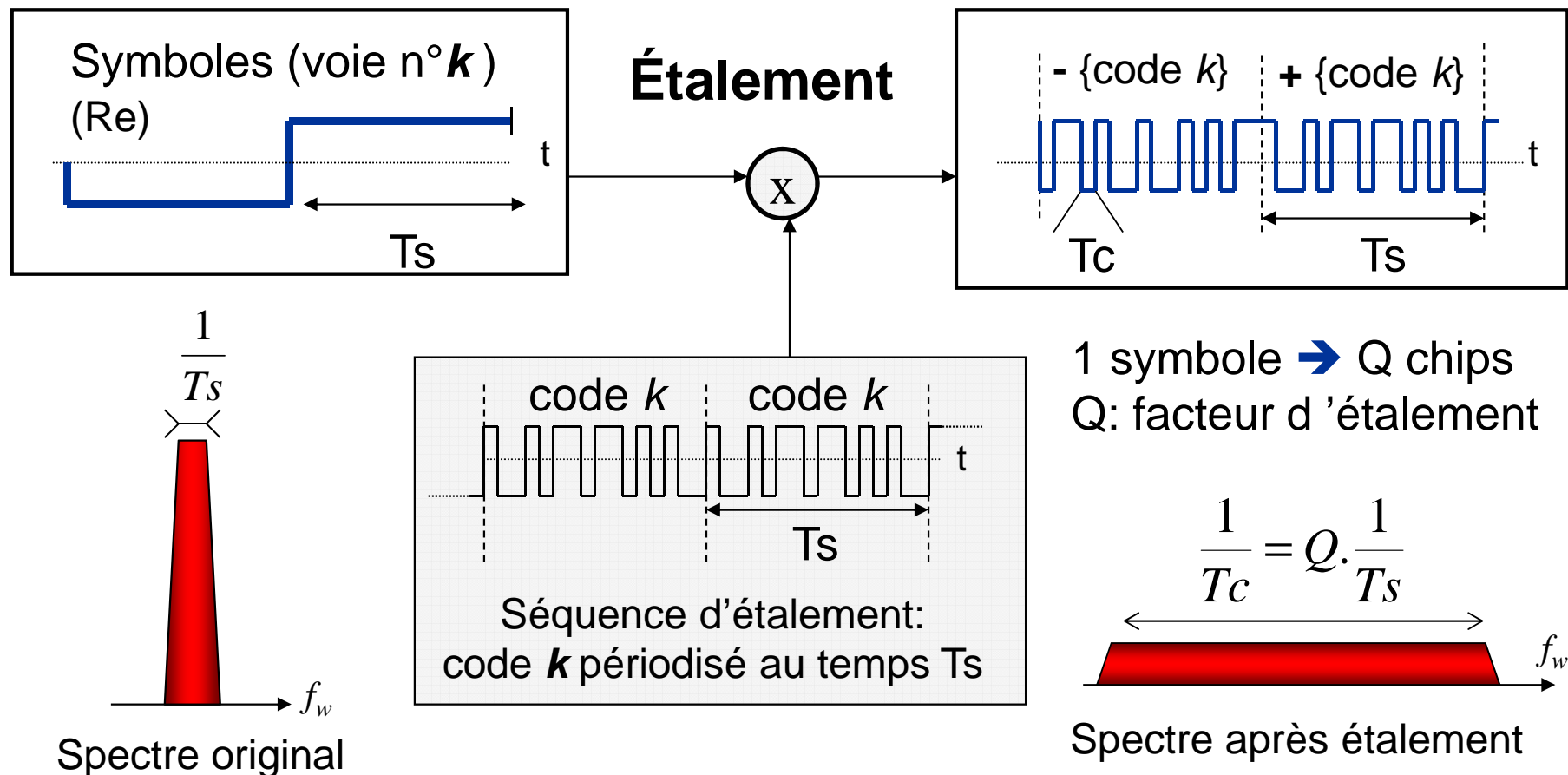
Partie I :

Problématique et représentation du CDMA

Mode TDD de l'UMTS: spécifications (1)



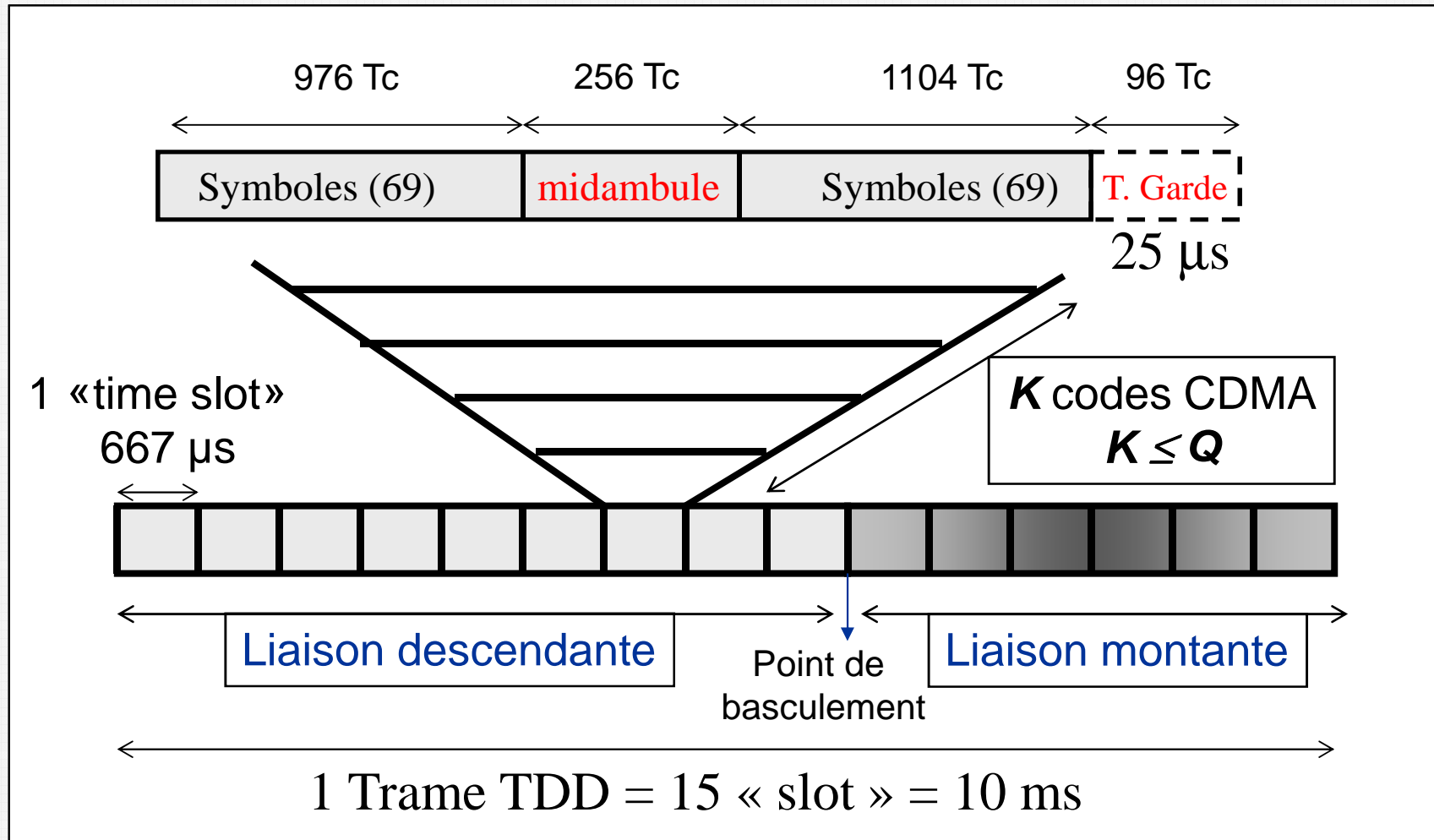
Principe du CDMA: étalement de spectre par les codes



mode TDD de l'UMTS (2)

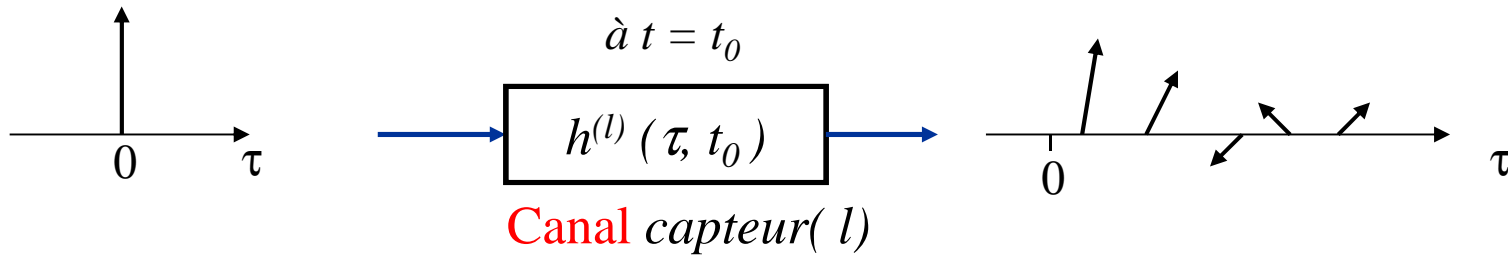
- **$Q=16$** ; $T_s \approx 4 \mu s$; $T_c \approx 260 ns$ (3.84Mchip/s)
- filtre 1/2 Nyquist (excès de bande: 22%) $\Rightarrow Q_r = 19$, $B_0 \approx Q_r 1/T_s = 5MHz$
- jeu de Q codes orthogonaux: Walsh-Hadamard x code cellule

Mode TDD de l'UMTS: spécifications (3)



Synoptique de la trame TDD-UMTS (Voie de données)

Propagation radio-mobile par trajets multiples

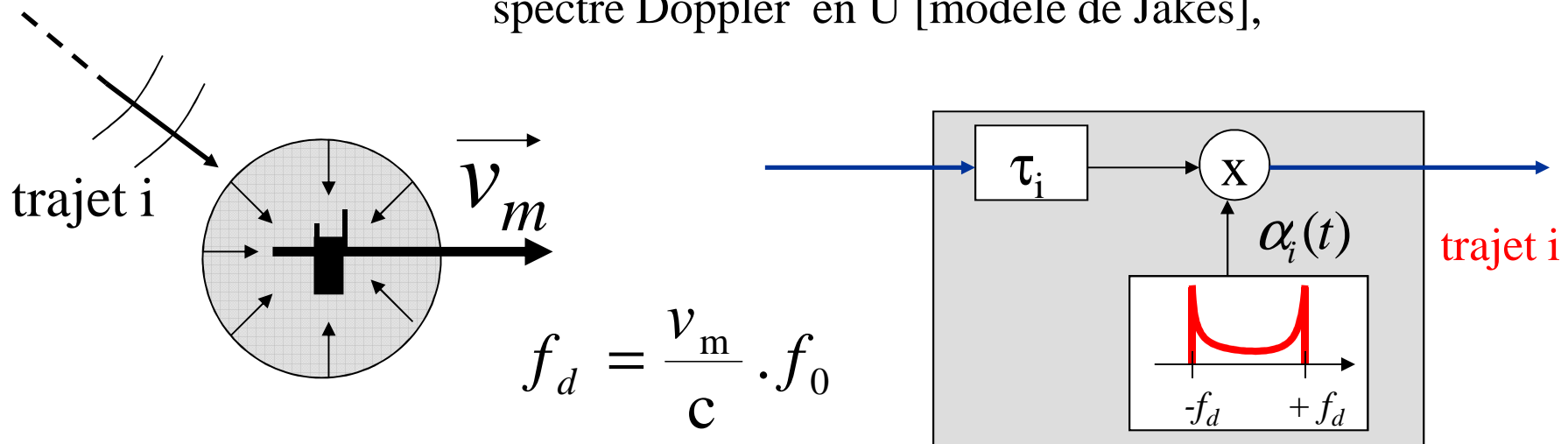


Equivalent complexe
en bande de base:

$$h^{(l)}(\tau, t) = \sum_{i=1}^{L_t} \alpha_i^{(l)}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_i(t))$$

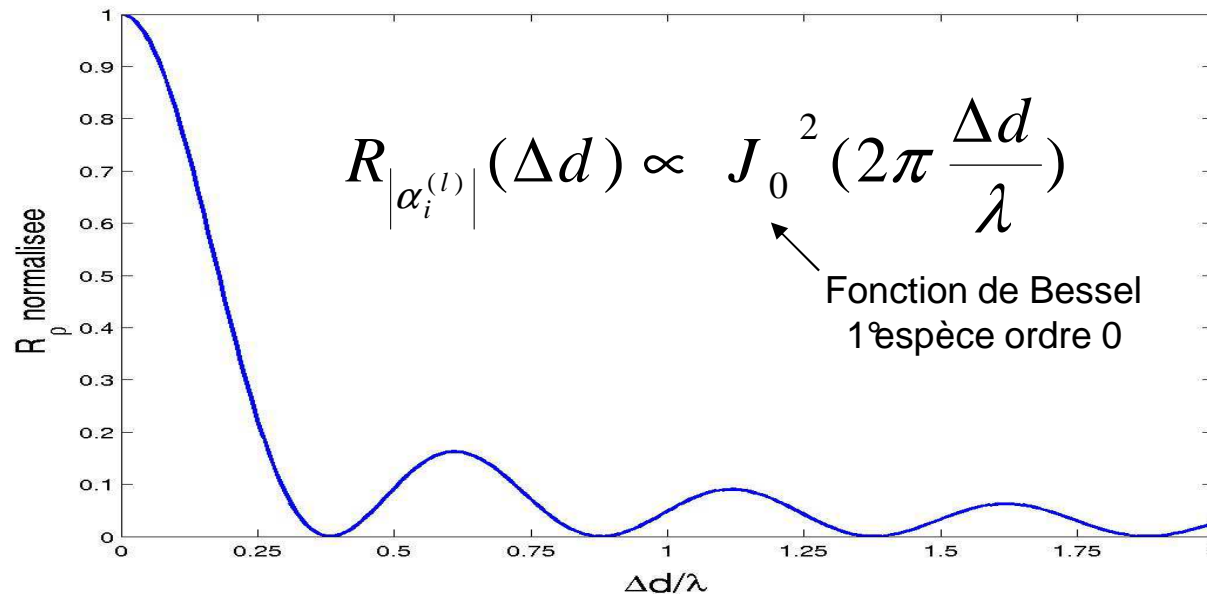
Sur 1 slot : $\rightarrow \tau_i(t) \approx \tau_i$, idem pour les différents capteurs (à $10^{-4} T_c$ près)

$\rightarrow \alpha_i(t)$ Gaussien complexe [modèle de Rayleigh]
spectre Doppler en U [modèle de Jakes],



Diversité d'espace sur le mobile en réception multi-capteur

- ❑ Corrélation de l'enveloppe d'un trajet avec la distance Δd : pour un environnement isotrope [Jakes, 1974]:



➔ quasiment pas de corrélation d'un capteur à l'autre [env. isotrope]
pour des distances inter-capteur supérieures à $\lambda/4 = 3.5\text{cm}$:

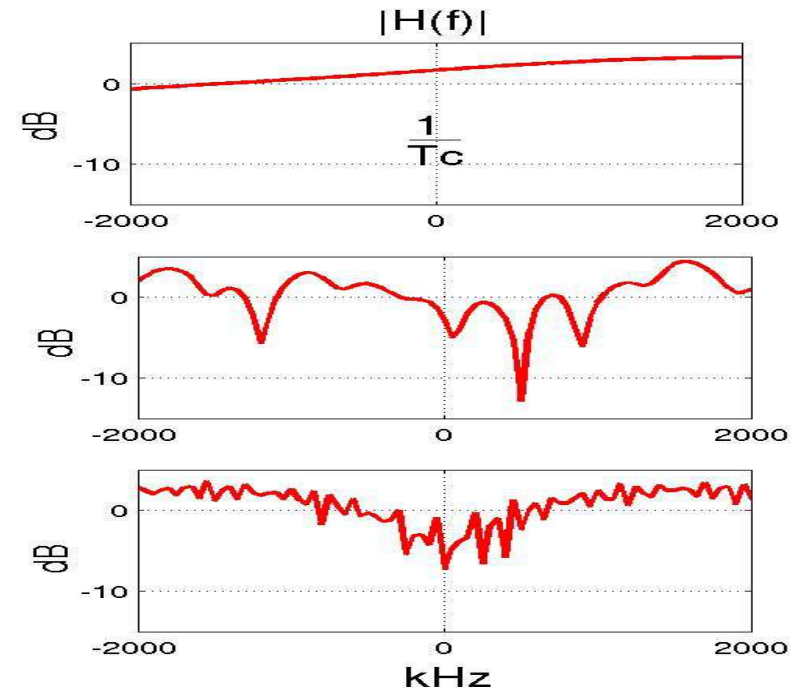
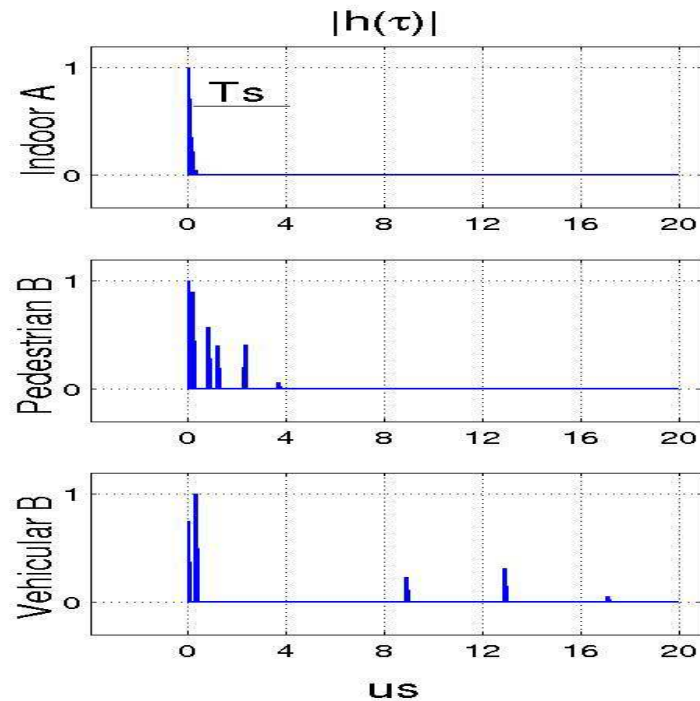
Corrélation ($\lambda/4$) $\Rightarrow 0.225$; ($\lambda/2$) $\Rightarrow 0.09$; (λ) $\Rightarrow 0.05$;

- ❑ Note: Situation au niveau de la station de base complètement différente: très forte corrélation spatiale pour $\Delta d < 50 \lambda$

Canal de propagation radio-mobile 2GHz (ETSI TR101-102)

	``IndoorA``	``PedestrianB``	``VehicularB``
$\Delta\tau =$	310 ns	3700 ns	20000 ns
	$1.2 T_c$	$14 T_c$	$4.8 T_s$

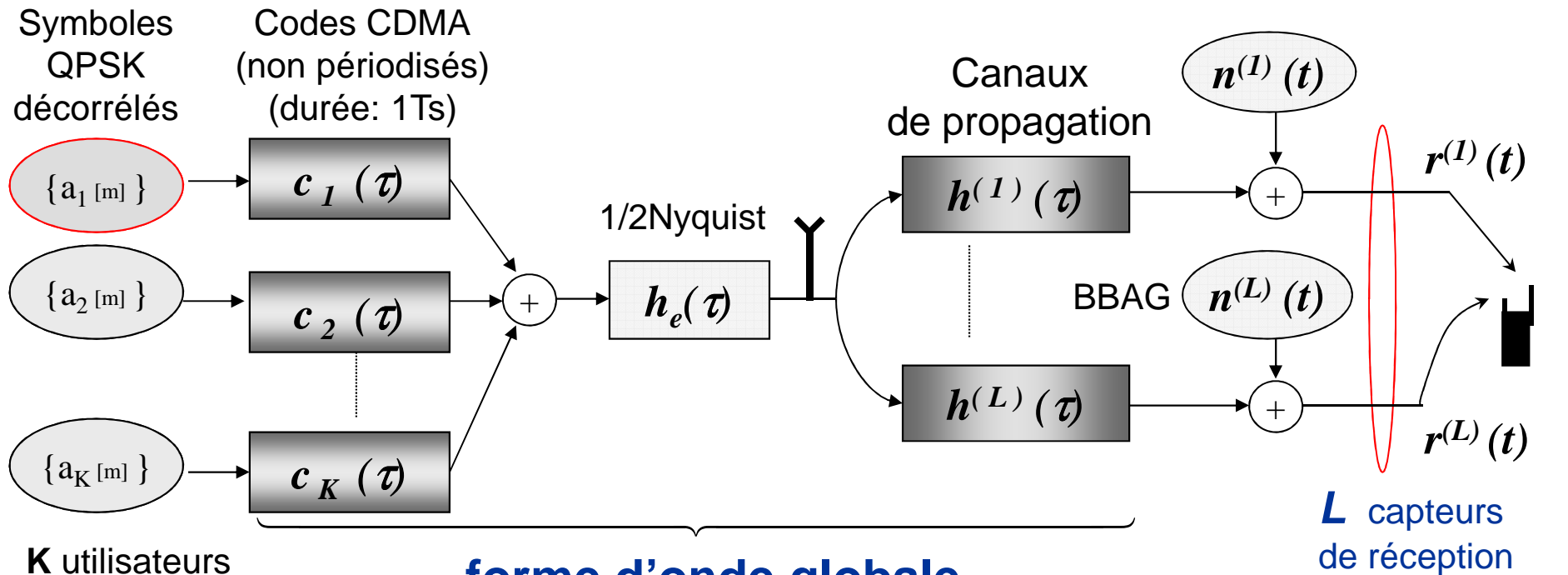
- 6 trajets prédominants de Rayleigh (puissance moyenne 0 à -30 dB)



vitesse:	3 km/h	120 km/h	500 km/h
f_d :	6 Hz	220 Hz	1 kHz
Φ_{max} :	+/-0.7°	+/-25°	+/-60°
(1/2 slot)			

- ➔ environnement piéton: canal quasi invariant sur le slot
- ➔ environnement véhicule: adaptation souhaitable au cours du slot

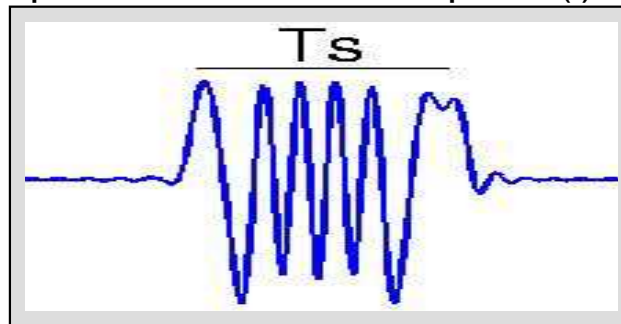
Synthèse du modèle en Bande de Base de la transmission descendante à faible vitesse



K utilisateurs
« désiré »: n°1

forme d'onde globale

pour utilisateur k et capteur (l)



$$g_k^{(l)}(\tau) = (c_k * h_e * h^{(l)})(\tau)$$

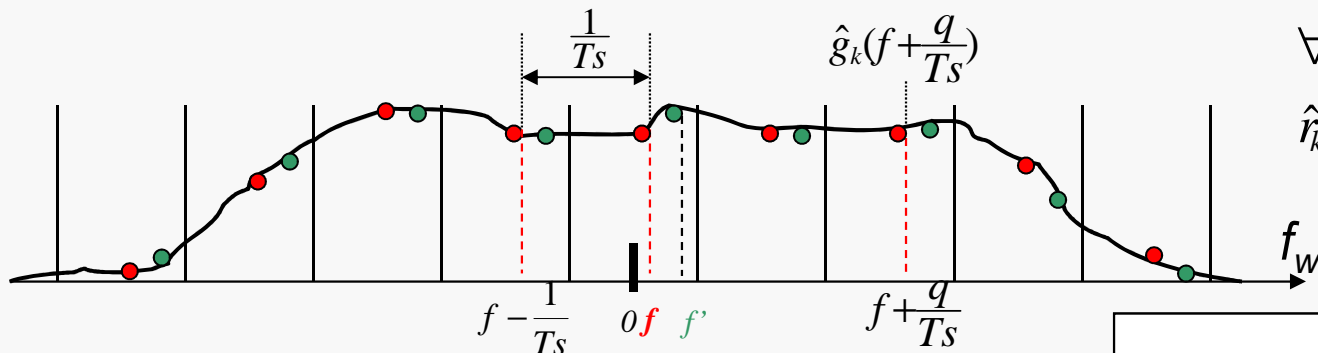
E_b : énergie par bit
L capteurs, k=1

N_0 : dsp du bruit

Représentation large-bande du CDMA (1)

En fréquence

1 utilisateur, 1 capteur: forme d'onde large-bande $\hat{g}_k(f_w)$

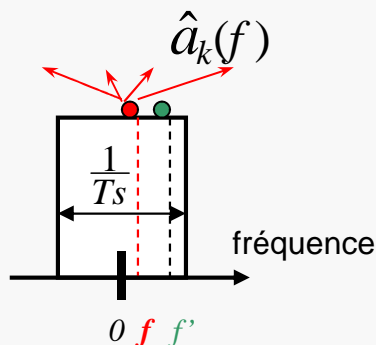


signal CDMA

$$\forall q \in \mathbb{Z}$$

$$\hat{r}_k(f + \frac{q}{T_s}) = \hat{g}_k(f + \frac{q}{T_s}) \cdot \hat{a}_k(f)$$

Information source
(symboles QPSK)
à la fréquence f
de la **bande symbole**



$$\underline{\hat{g}}_k^{(l)}(f) = \begin{bmatrix} \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ \vdots \\ \bullet \end{bmatrix}$$

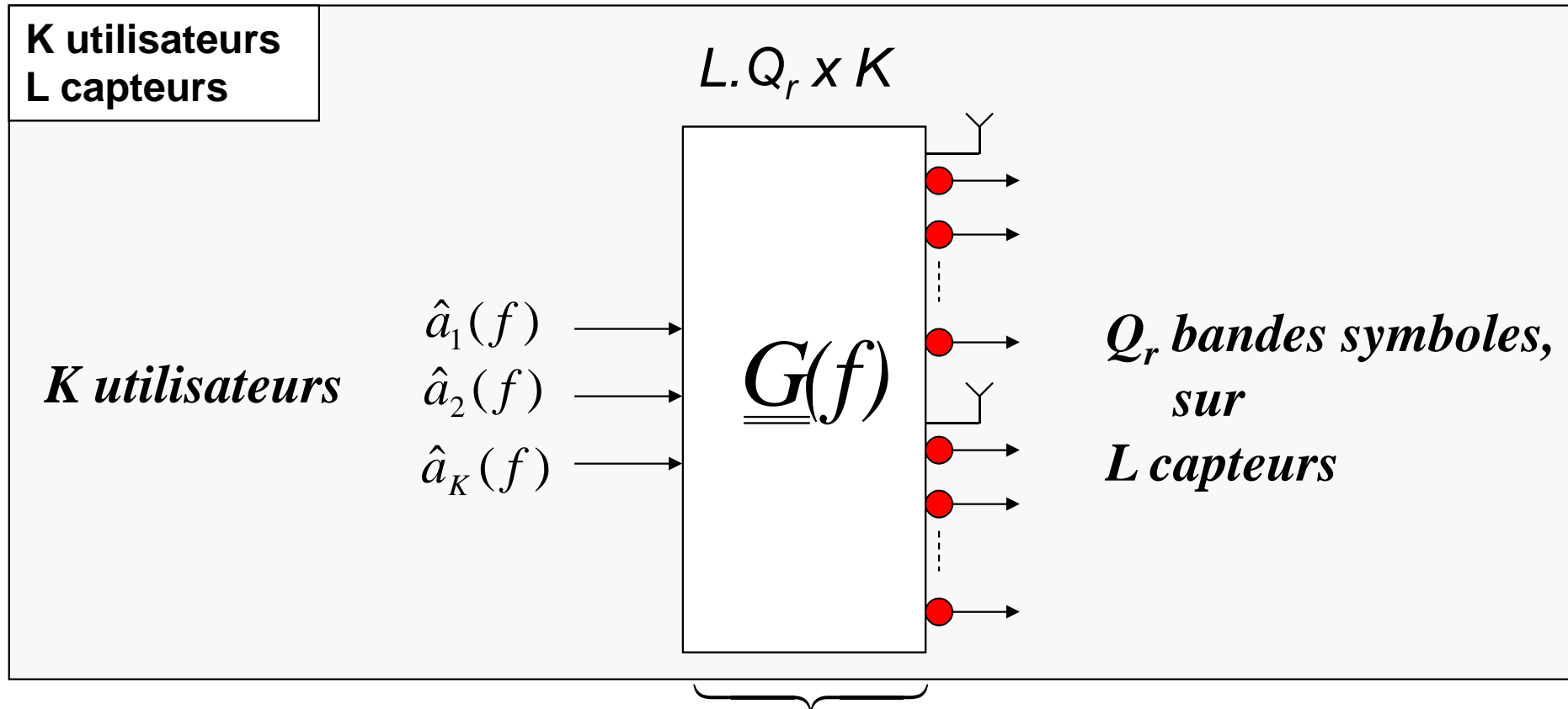
\in bande symbole
 $f \in \left[-\frac{1}{2T_s}; \frac{1}{2T_s}\right]$

Q_r composantes
large-bande
relatives à f

Construction d'un formalisme vectoriel original pour représenter le système

- dépendance de la **fréquence**
pour intégrer simplement la sélectivité du canal
- prise en compte de la très forte **cyclo-stationnarité** du signal CDMA
→ Redondance d'information entre les composantes espacées de $1/T_s$

Représentation large-bande du CDMA (2)



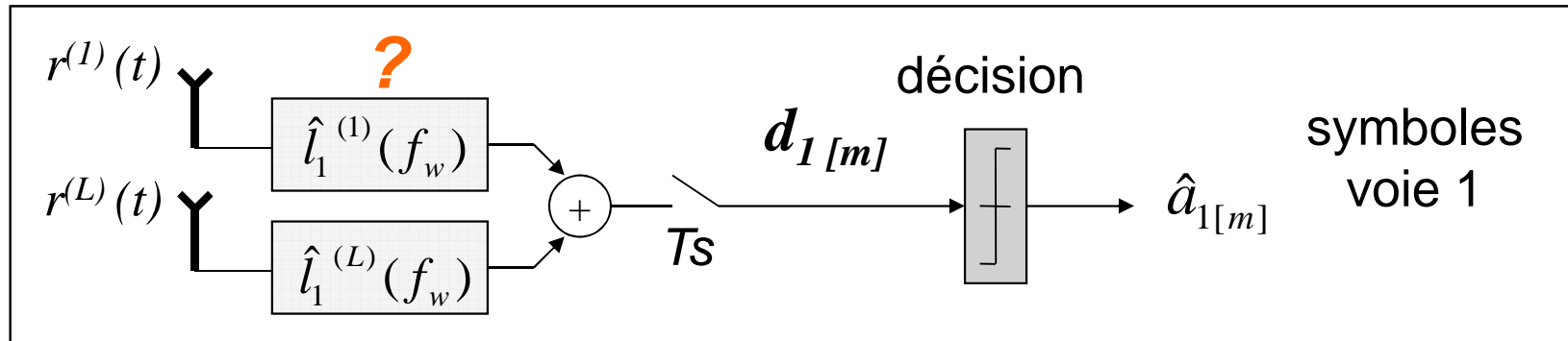
Matrice de transfert large-bande du système

➤ associée à une fréquence f de la bande symbole

Partie II :

Récepteurs linéaires théoriques et performances

Détecteur linéaire opérant symbole par symbole



$\hat{l}_{-1}(f)$: vecteur large-bande pour les L capteurs, associé à f de la *bande symbole*

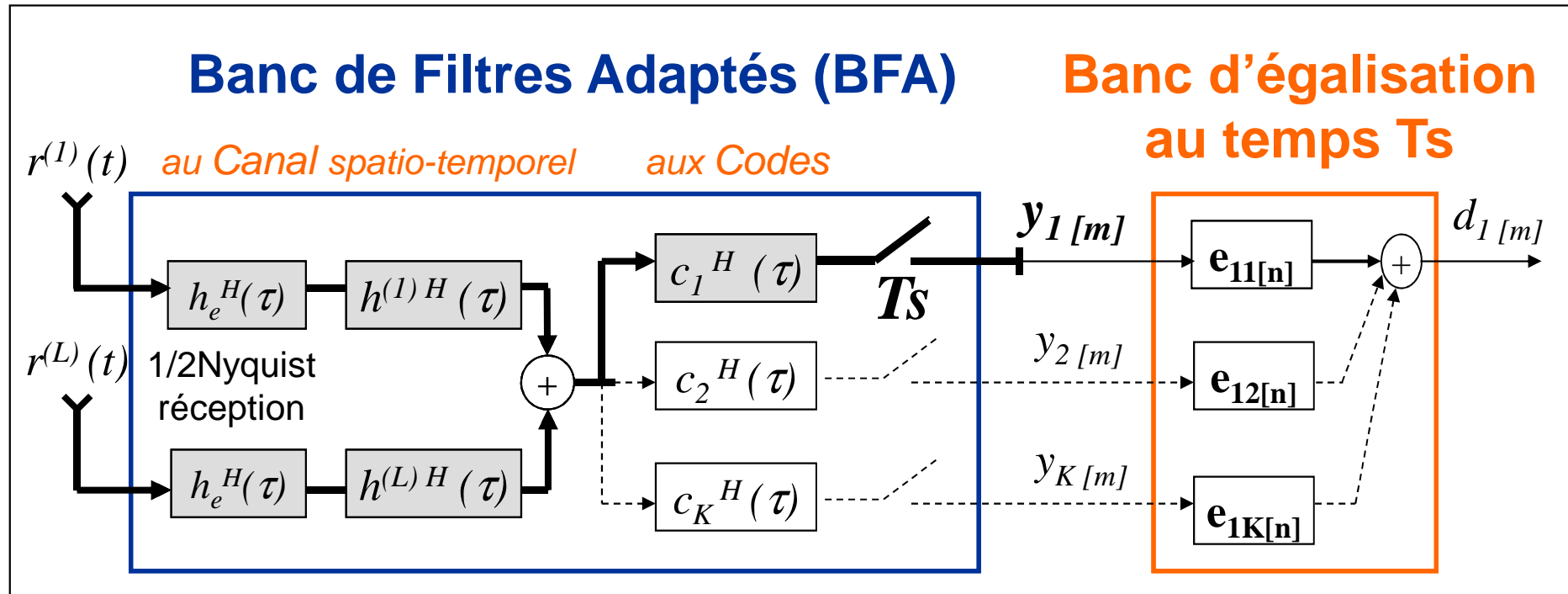
Expression en fréquence des filtres $\hat{l}_{-1}(f)$ pour **divers critères** ?

→ critère **Zero-Forcing** « optimal » (ZF):

- (i) forçage à zéro de l'interférence => « sans bruit »: $d_{1[m]} = a_{1[m]}$
- (ii) amplification du bruit minimale sous (i)

→ critère **MMSE**: $E\{ |d_{1[m]} - a_{1[m]}|^2 \}$ minimum

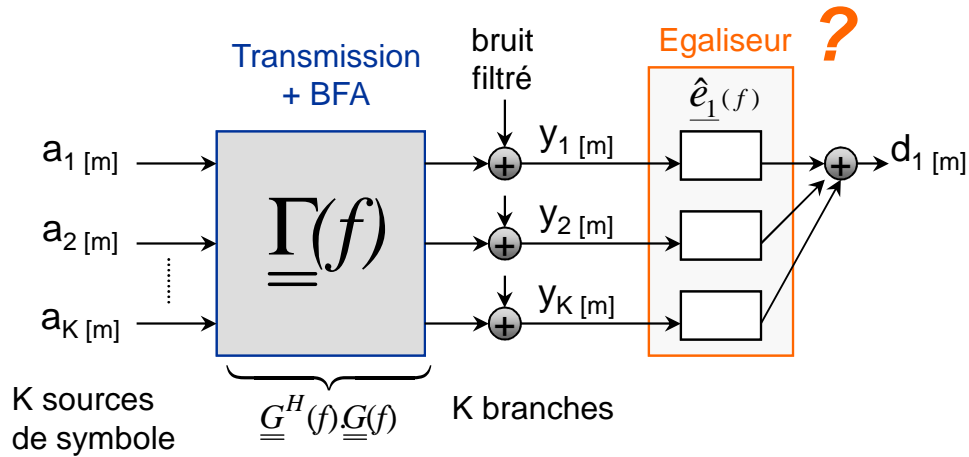
Forme de la solution théorique linéaire (critères ZF ou MMSE)



Rappel des récepteurs plus basiques:

- ➔ Récepteur élémentaire = filtre adapté au seul code désiré C_1 :
optimal ssi canal mono-trajet et codes \perp
- ➔ Récepteur Rake ou FA = filtre adapté à la forme d'onde désirée globale:
1° branche du BFA, $y_{1[m]}$ = variable de décision, mais **IES** et **IAM**

Représentation de la chaîne au temps symbole après BFA

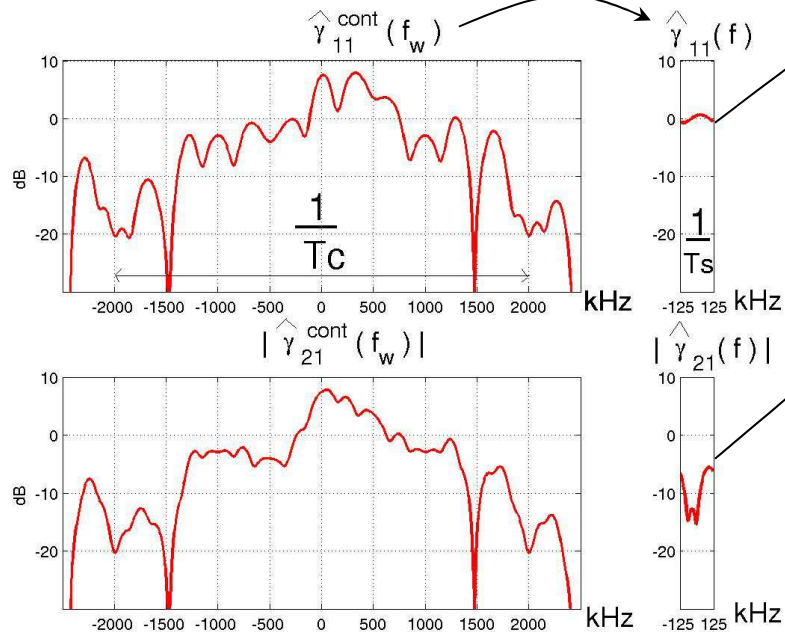


→ Critère ZF: 1^o ligne de $\underline{\underline{\Gamma}}(f)^{-1}$

→ Critère MMSE:

1^o ligne de $\left[\underline{\underline{\Gamma}}(f) + \left(\frac{N_0}{2E_b} \right) \underline{\underline{I}} \right]^{-1}$

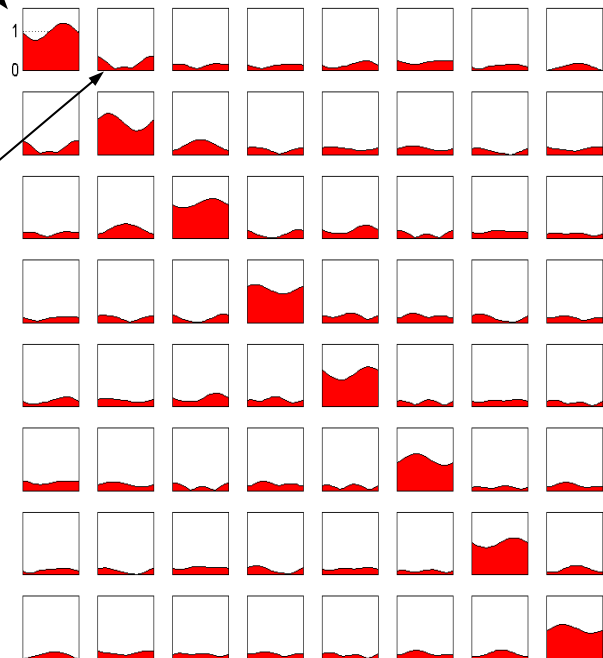
Repliement dans la bande symbole des Q_r composantes associées à f



Inter-spectres des formes d'onde

Matrice de transfert $K \times K$ dans la bande symbole

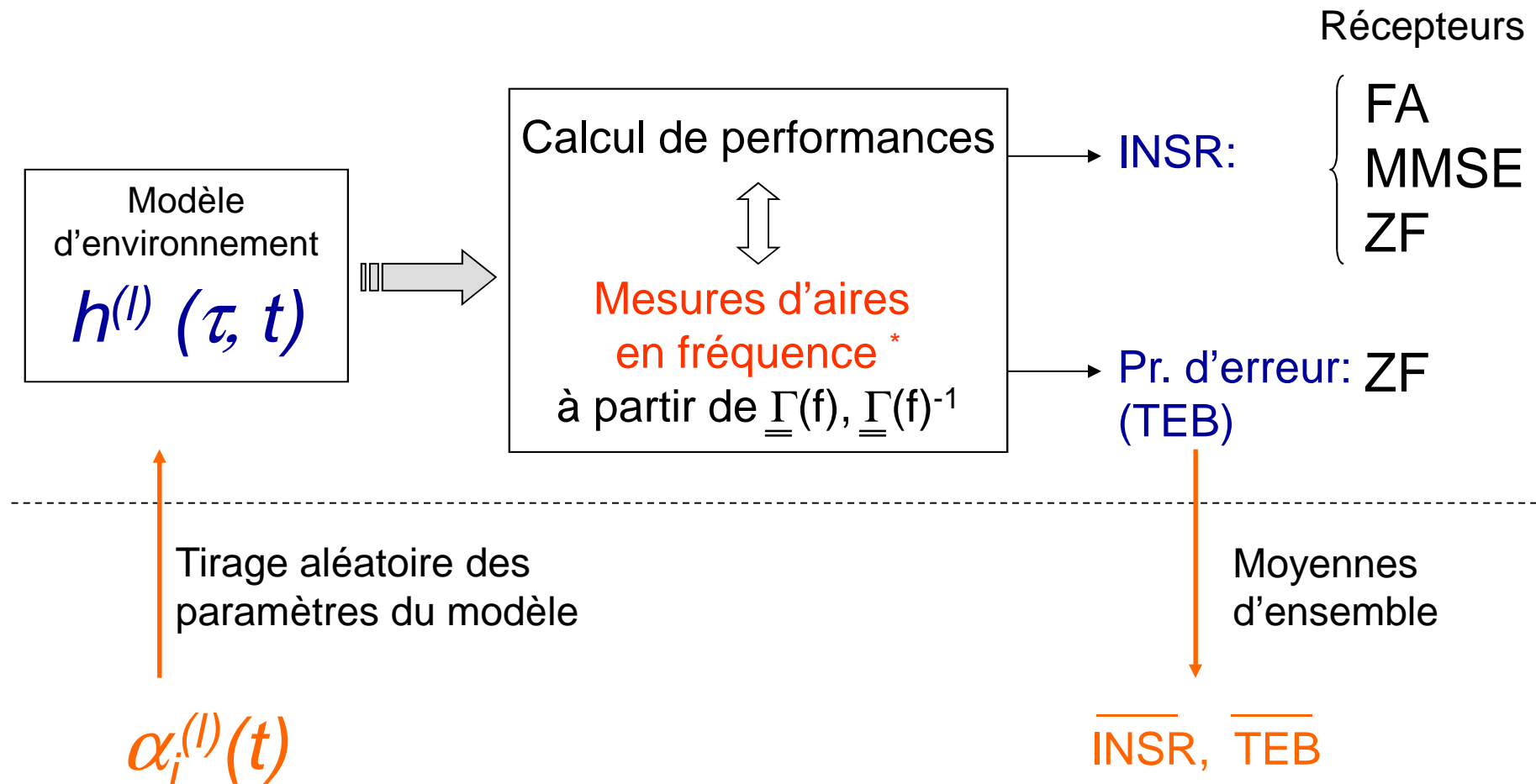
code "1" :
IES: -16 dB
IAM: -7 dB



$|\underline{\underline{\Gamma}}(f)|$: 1 exemple, canal PB, avec $K=8$

Méthodologie pour le calcul de performances théoriques

(variations lentes à l'échelle du symbole)



• **exemple:** aire du 1^{er} élément de $\Gamma(f)^{-1}$ mesure le recul de TEB en Zero-Forcing

dépend de: - **l'interférence**

(=> forme de l'onde)

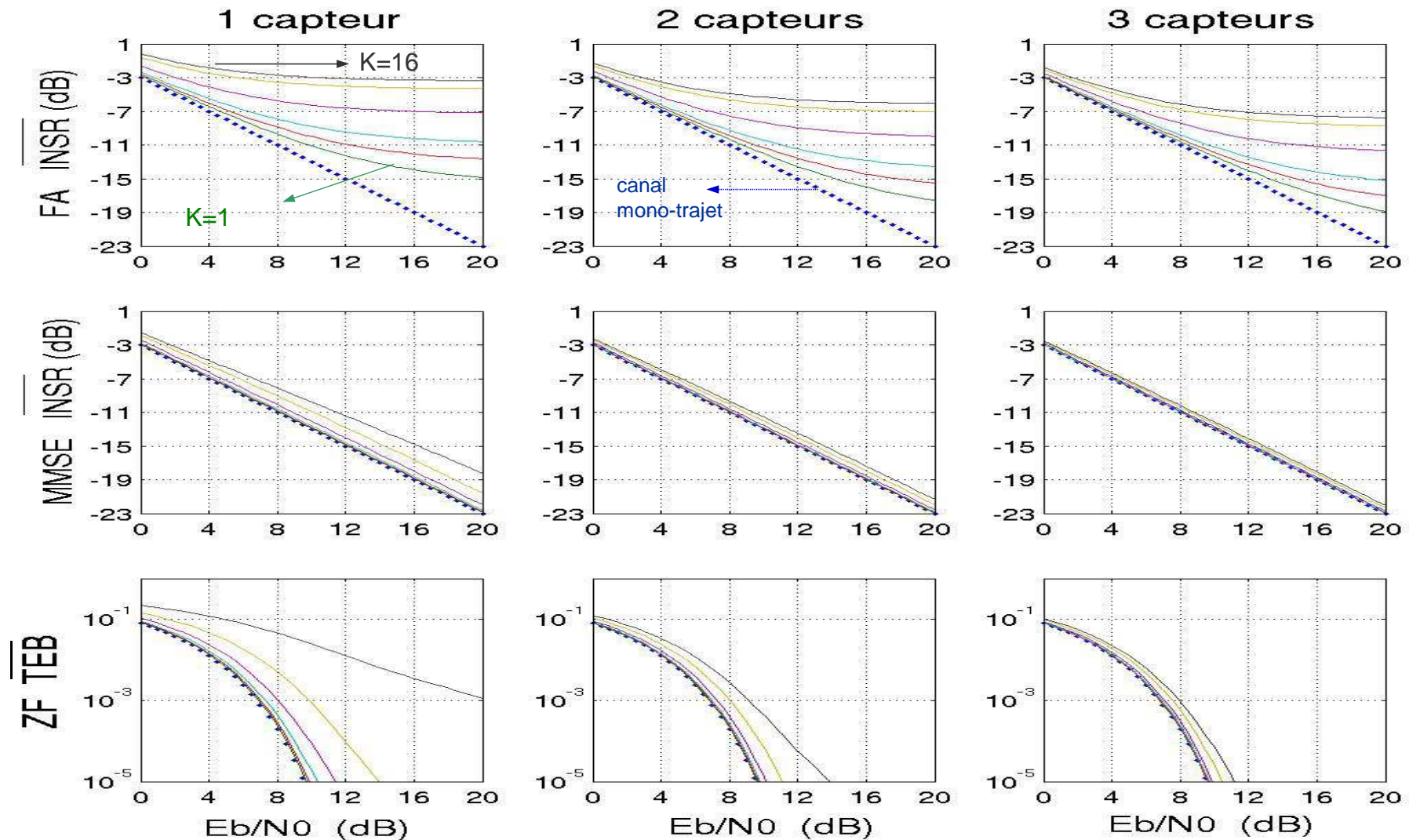
- **du « fading »**

(=> énergie de l'onde)

Dégradation théorique due seulement à l'interférence

(situation sans « fading »: forme d'onde aléatoire mais E_b est artificiellement fixée)

Exemple canal «Vehicular B» = le + difficile vis à vis de l'interférence ($W_s=5T_s$)



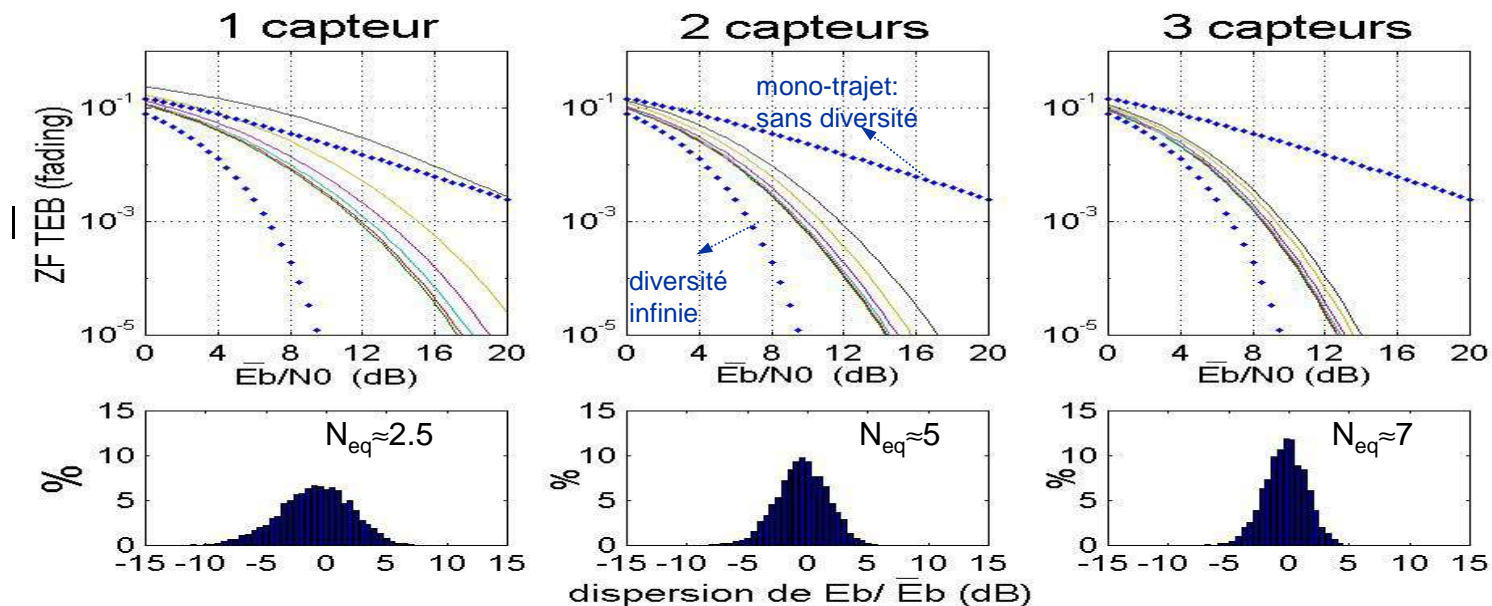
Performances moyennes théoriques (Zéro-Forcing)

(situation complète avec modèle de Rayleigh pour les trajets: E_b et β_l aléatoires)

« Vehicular B »

($W_s = 5 T_s$)

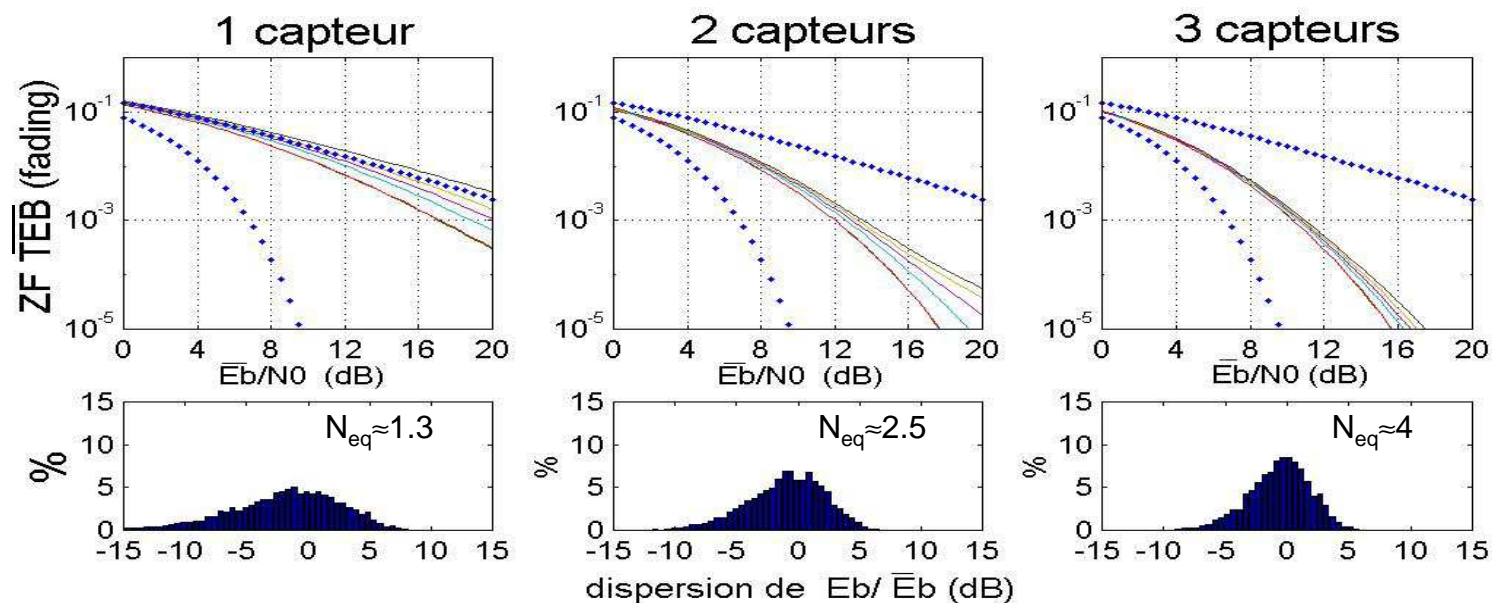
- diversité de trajets (trajets résolus)



« Indoor A »

($W_s = 1.2 T_c$)

- pas de diversité de trajet
- pas d'interférence
- forte dégradation due au « fading » (1 seul capteur)
- apport diversité spatiale recul < 3.5 dB



Conclusion sur les performances avec récepteurs théoriques

- selon la dispersion du canal radio-mobile:
 - **interférence** (sélectivité en fréquence),
ou de manière duale
 - « **fading** » (évanouissements: sélectivité en temps),
ou les deux ...

- **antenne sur le mobile constituée de 2 ou 3 capteurs**
pour les modèles d'environnement de la norme testés:
 - ➔ lutte efficace contre les deux phénomènes,
à **quelques dB des performances idéales**, avec un **récepteur linéaire**.

- **suppositions:**
 - parfaite estimation de canal
 - détection « conjointe » ou « multi-utilisateur » possible
 - aucune contrainte de réalisation: RI infinies et non causales
 - ➔ dernière partie: approximations réalisables
et à durée finie du récepteur théorique

Partie III :

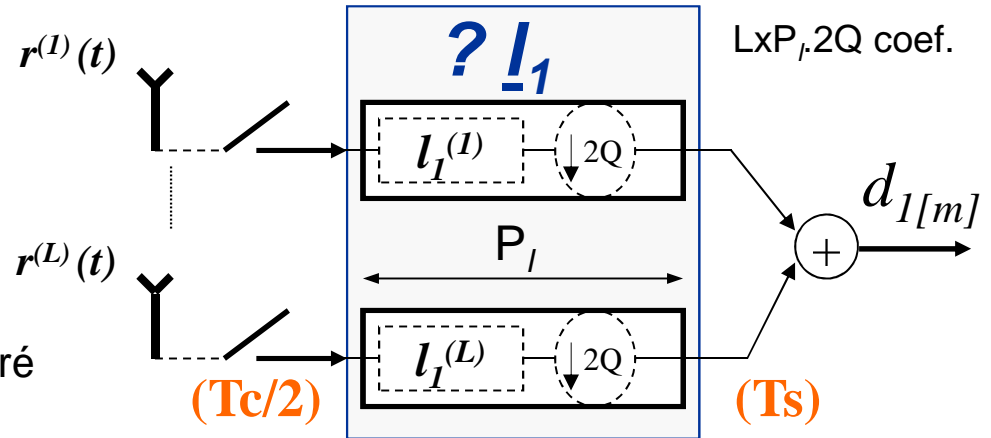
Structures linéaires de réalisation

Deux structures de référence

Tc-structure

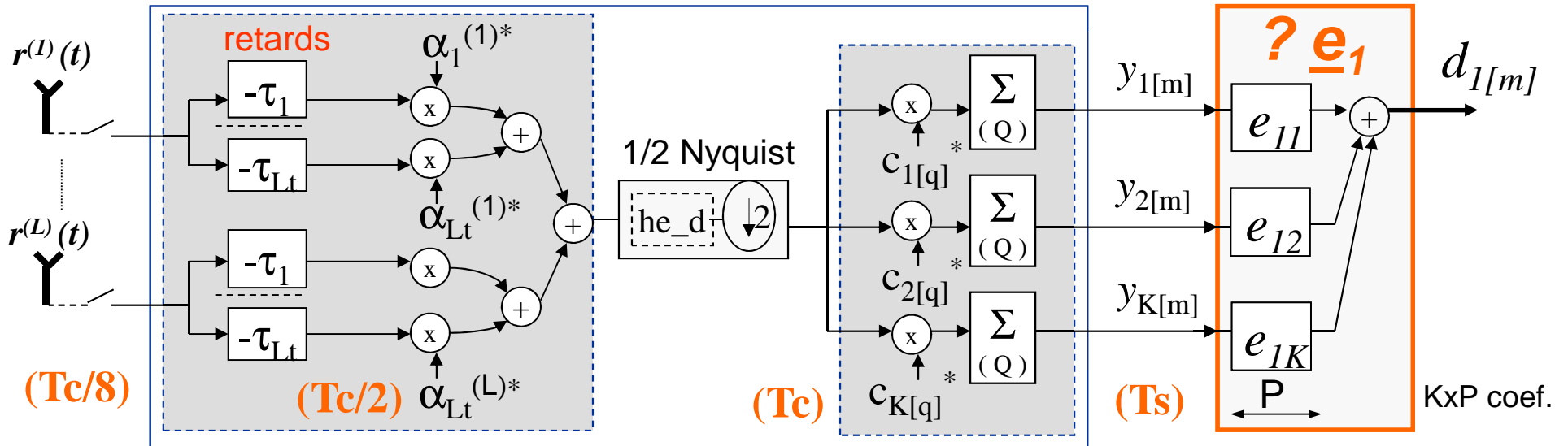
Ts-structure

$K_u = 1$ code désiré



filtres transverses fractionnés

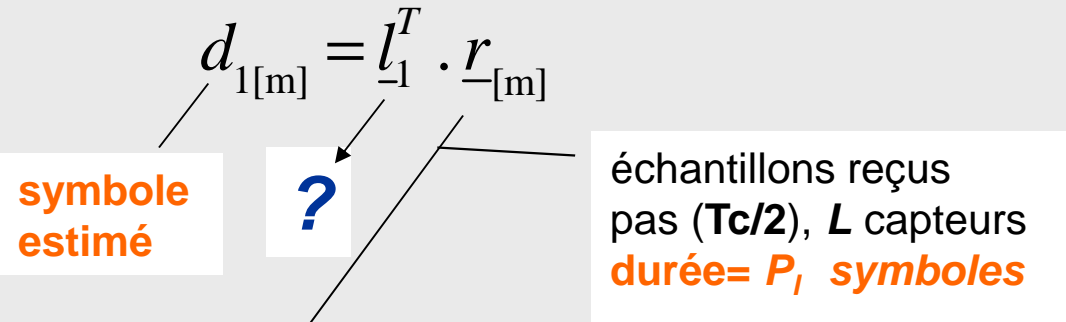
$P_l = P + Ws$: profondeur des détecteurs (en Ts)



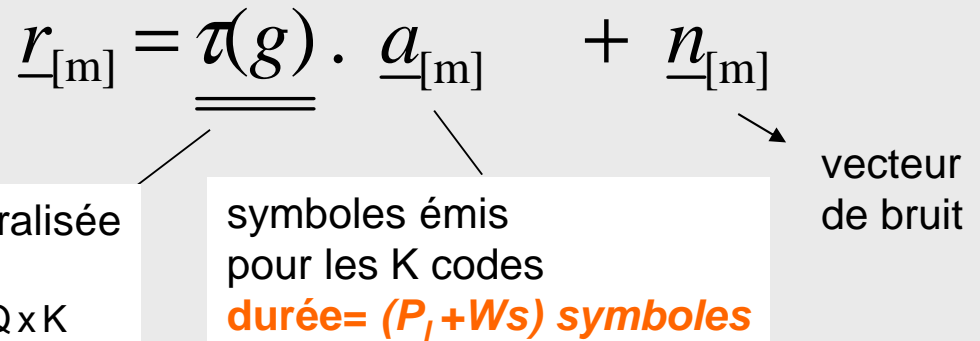
filtres transverses

Calcul des coefficients optimaux des filtres: **Tc-structure**

- Estimation d'un symbole:
(émis à l'instant mTs)



- Equation de la transmission:
(représentation polyphase)



➤ **Contexte CDMA courant:** matrice de filtrage beaucoup plus haute que large

solution ZF

$$\underline{l}_1^T \propto \underline{1}_{\Delta_i}^T \underbrace{\left[\underline{\tau}_{(g)}^H \cdot \underline{\tau}_{(g)} \right]^{-1}}_{\text{pseudo-inverse de } \underline{\tau}_{(g)}} \underline{\tau}_{(g)}^H$$

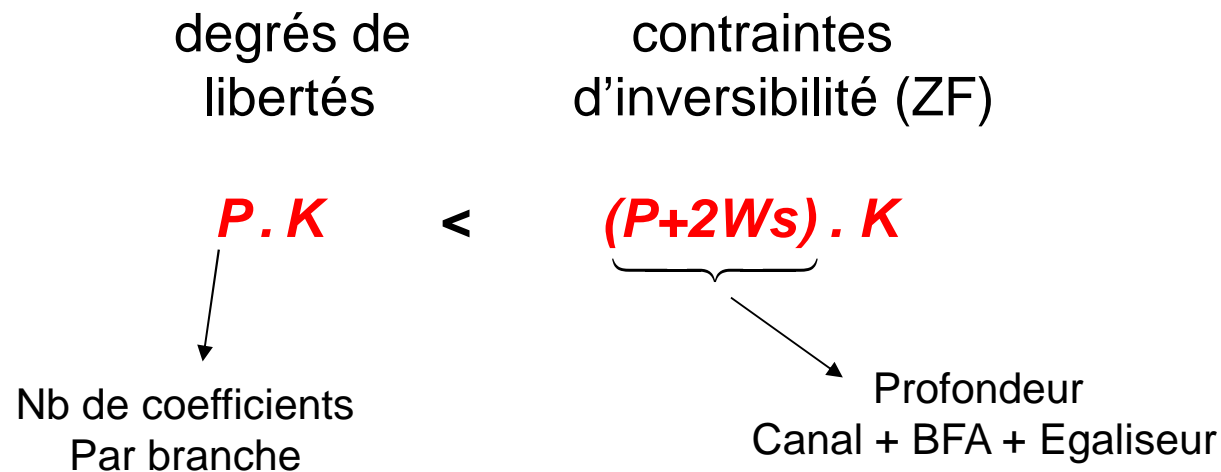
solution MMSE

$$\underline{l}_1^T \propto \underline{1}_{\Delta_i}^T \left[\underline{\tau}_{(g)}^H \cdot \underline{\tau}_{(g)} + \left(\frac{N_0}{2Eb} \right) \underline{I} \right]^{-1} \underline{\tau}_{(g)}^H$$

Calcul des coefficients optimaux des filtres: **Ts-structure**

- **Matrice de filtrage compactée au temps Ts:** $\underline{\underline{\tau(\gamma)}}$
 - symboles émis → sorties des K branches du BFA
- $P \times (P + 2Ws)$ blocs de petite taille $K \times K$

➤ **matrice de filtrage moins haute que large après BFA:**



solution ZF approchée

$$\underline{e}_1^T = \underline{1}_\Delta^T \underline{\tau(\gamma)}^H \left[\underline{\tau(\gamma)} \cdot \underline{\tau(\gamma)}^H \right]^{-1}$$

(pas de solution exacte)

solution MMSE

$$\underline{e}_1^T = \underline{1}_\Delta^T \underline{\tau(\gamma)}^H \left[\underline{\tau(\gamma)}^H \cdot \underline{\tau(\gamma)} + \left(\frac{N_0}{2Eb} \right) \underline{\tau}_{tn}(\gamma) \right]^{-1}$$

Corrélation du bruit sur les K branches

Comparaison des 2 structures: performance/complexité

□ Un exemple:

- **Canal:** long « Vehicular B » typique ($W_s=5$), $L_t = 6$ trajets
 $E_b/N_0 = 10$ dB, $K = 12$ codes actifs transmis
- **Mobile:** débit utile 2 Mbit/s [multi-code $K_u=12$, 1 slot / trame]
[INSR ≈ -11 dB avec récepteur théorique MMSE à durée ∞]

→ Pour obtenir $INSR \leq -10$ dB avec les 2 structures, il faut:

	1 capteur		2 capteurs
Tc-structure:	P=1 symbole	=> 120 MMAC/s	P=0 => 140 MMAC/s
Ts-structure:	P=8 symboles	=> 45 MMAC/s	P=5 => 30 MMAC/s

→ pour une performance satisfaisante (en situation de faible E_b/N_0) :
profondeur (Ts-structure) >> profondeur (Tc-structure)
mais complexité(Ts-structure) < complexité(Tc-structure)

seul inconvénient de la Ts-structure = **interférence résiduelle [P court]**

- ▶ limitation des performances même si $E_b/N_0 \uparrow$
- ▶ P_{OK} ?

Caractéristiques pratiques intéressantes ...

(exclusives dans les Tc- et Ts-structures)

□ de la Tc-structure: forçage à zéro complet de l'interférence possible pour une profondeur finie donnée:

→ garantit une faible interférence résiduelle, \forall le canal.

□ de la Ts-structure: exploite la forme particulière des signaux **CDMA** la nature à **trajets** du canal:

→ tête de réception à faible complexité [corrélations avec les codes] dépendant seulement du nombre de trajets,

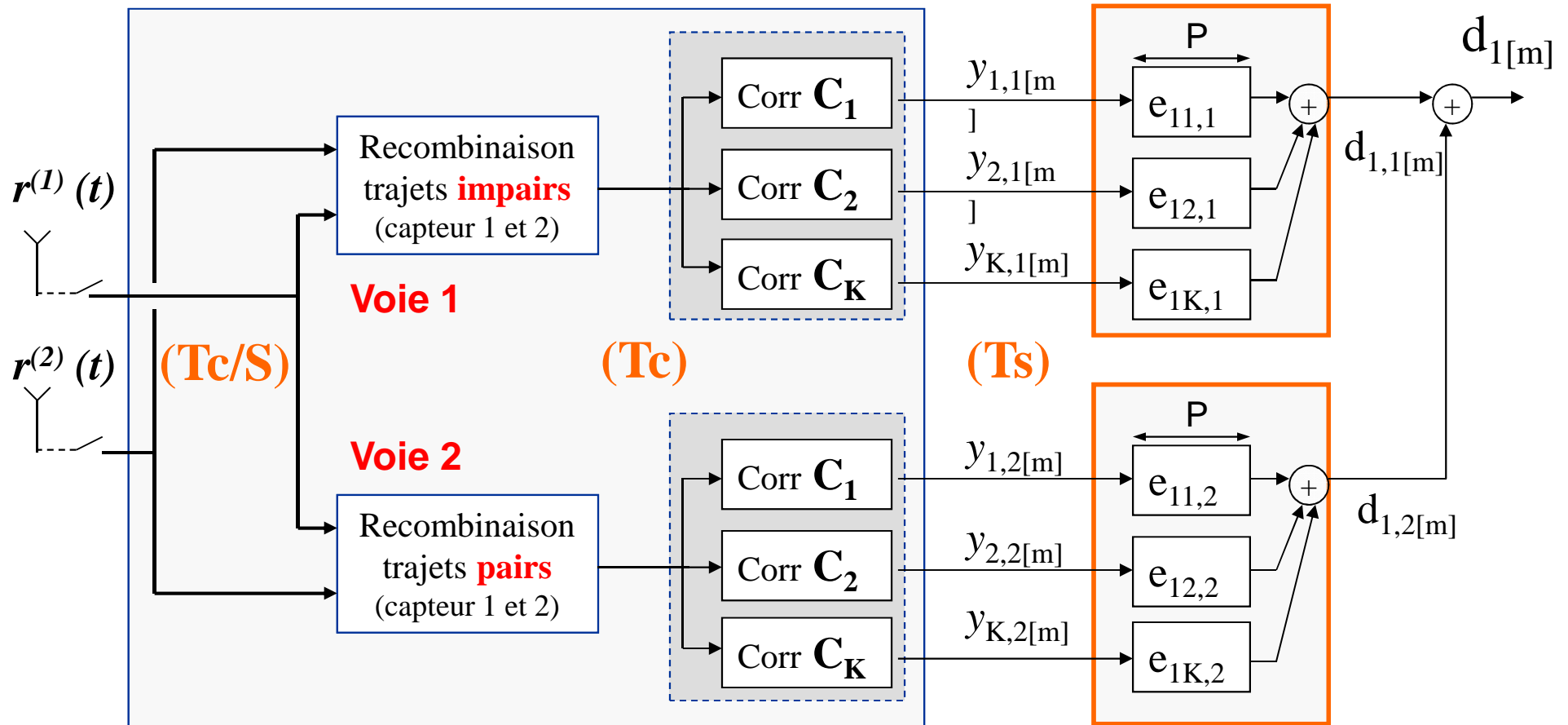
→ tête de réception commune \forall les codes désirés [structure modulaire]

→ calcul des coefficients à partir d'un système compacté,

→ ... pour de nouvelles structures

- corrélation avec les codes en tête => échantillons à traiter au temps Ts
- mais en *conservant suffisamment de degrés de liberté*

Ts/RIT-structure : Recombinaison Indirecte de Trajets



**Recombinaison partielle de trajets (en 2 voies)
et Corrélation avec les Codes**

**Egaliseur (Ts)
en 2 voies**

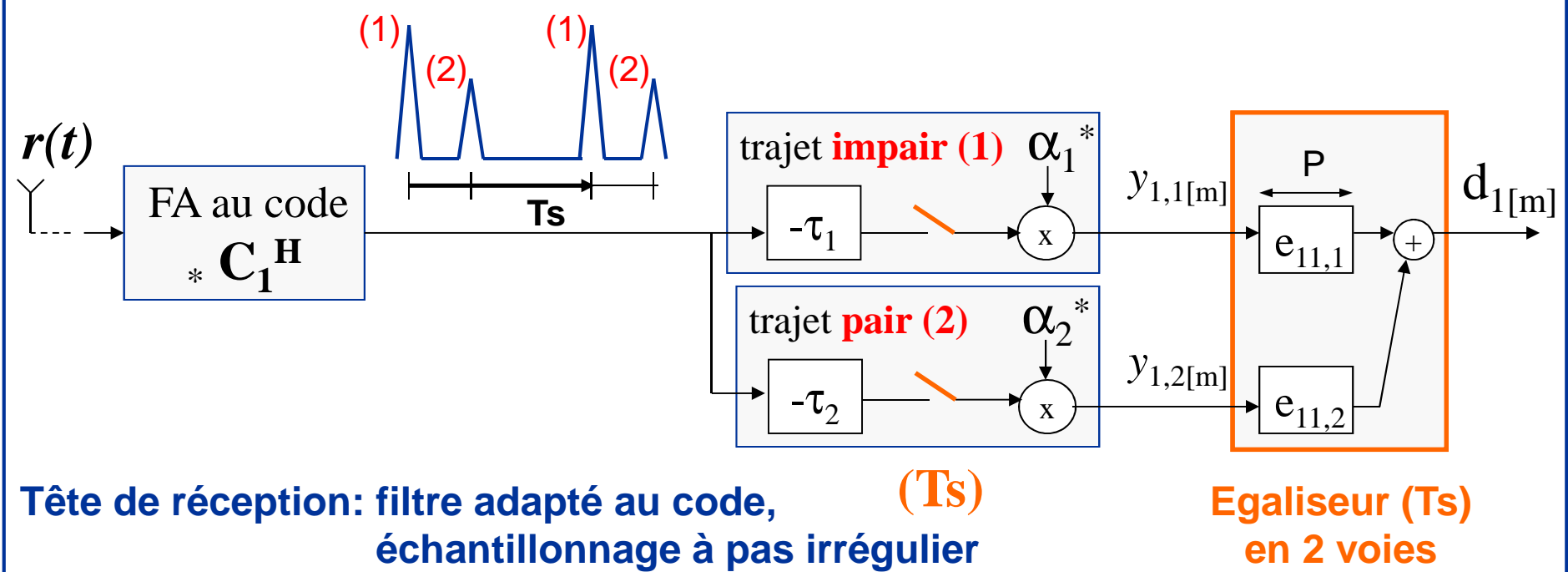
toujours : $(P+2Ws)K$ contraintes
mais avec : **2. PK** degrés de liberté

**→ Annulation de l'interférence
possible lorsque: $P > 2Ws$**

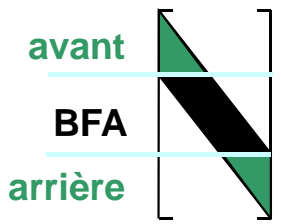
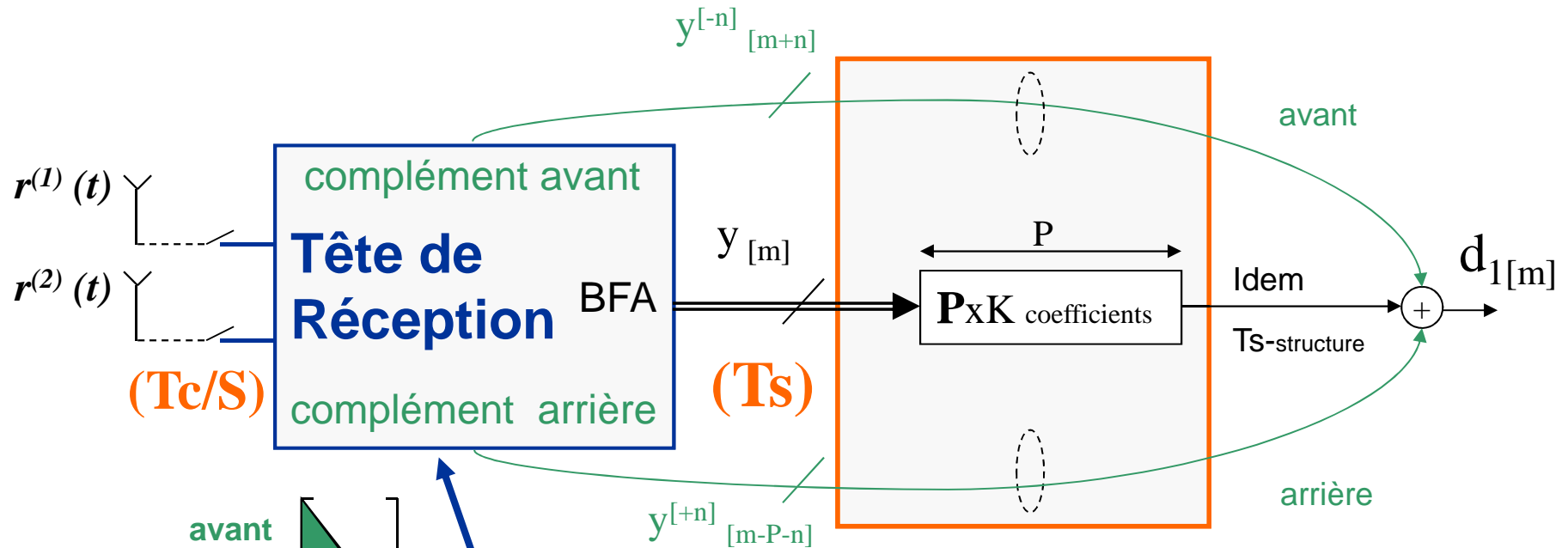
Ts/RIT-structure (2)

- Idée Ts/RIT-structure \approx idée égalisation fractionnée
- mais ici sur-échantillonnage irrégulier, calé sur les retards des trajets

Représentation équivalente schématique de la Ts/RIT-structure ($L=1, K=1, L_t=2$)



Ts/Tc-structure : structure à traitement au temps Ts
 équivalente à l'optimisation à durée finie de la Tc-structure



Traitement Ts

solution Tc-

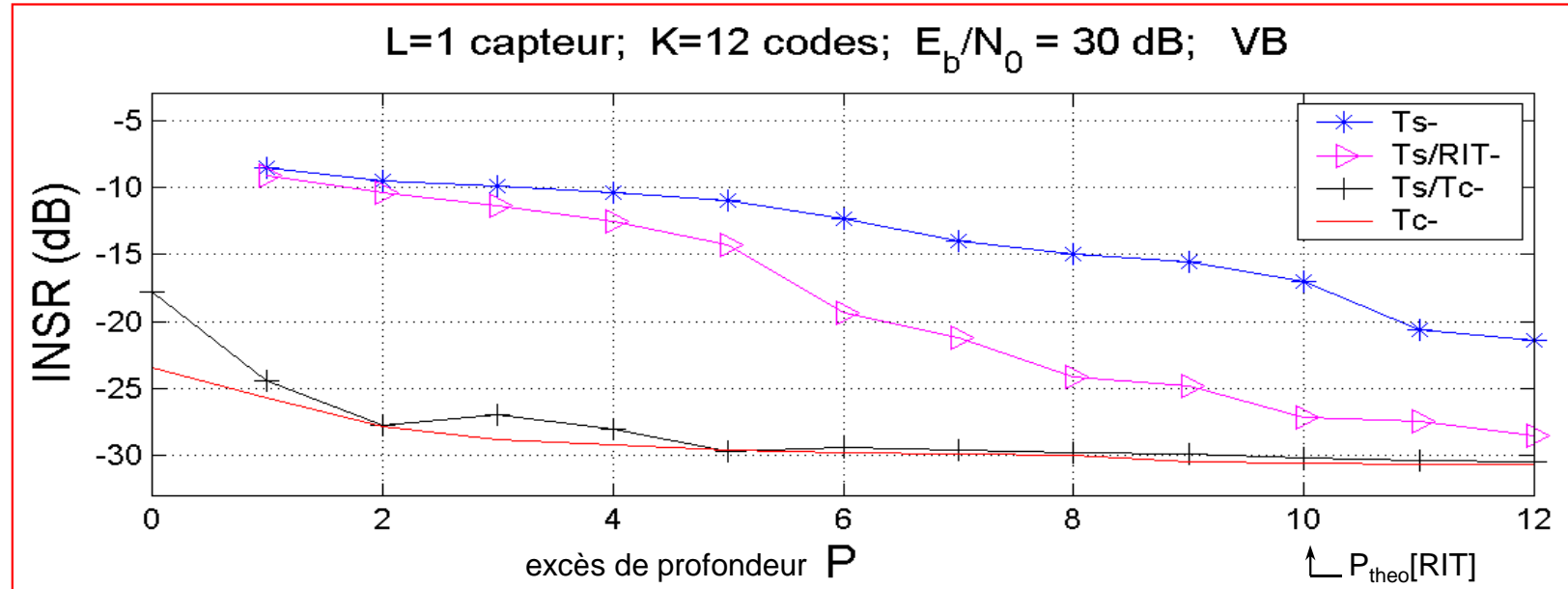
$$\underline{l}_1^T = \underbrace{\left[\mathbf{1}_{\Delta}^T \cdot [\underline{\tau}_{(g)}^H \cdot \underline{\tau}_{(g)}]^{-1} \right]}_{(P + 2Ws) \cdot K \text{ coefficients}} \cdot \underline{\tau}_{(g)}^H$$

Nb de degrés de liberté = Nb de contraintes
= (P+2Ws) K

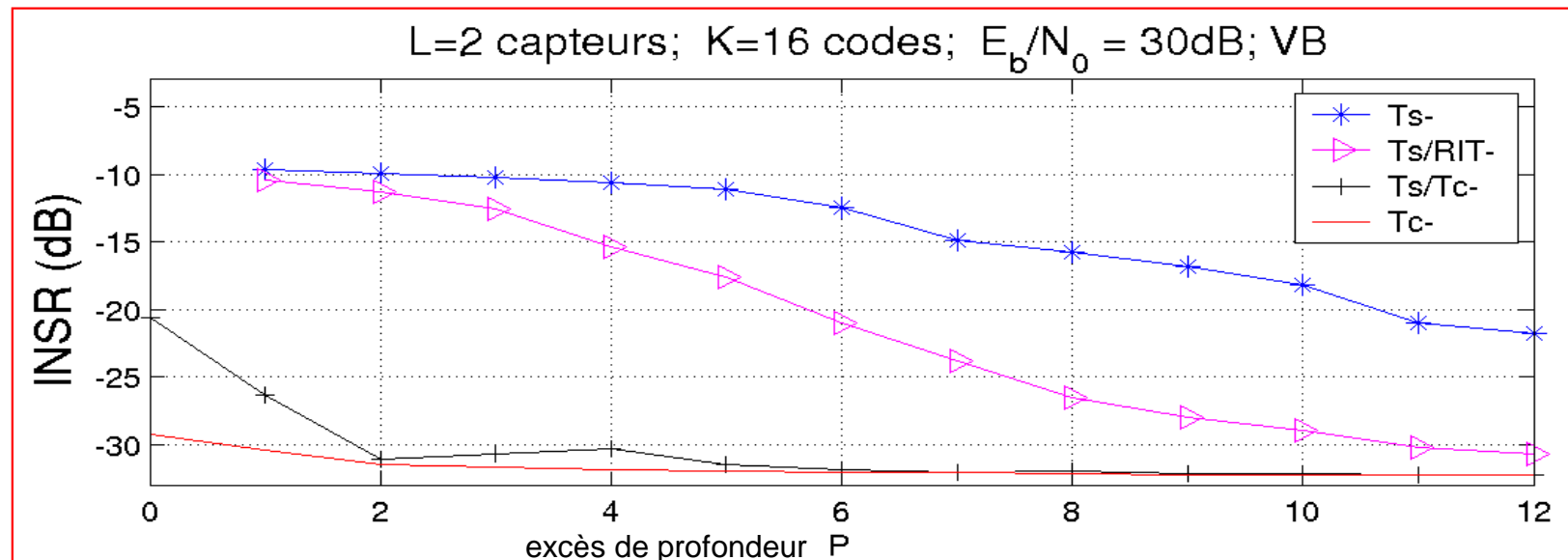
Simulations des structures de réalisation (critère MMSE)

Canal long ($W_s=5T_s$) typique («Vehicular B» fixe => performances vis à vis de l'interférence)

1 capteur
12 codes



2 capteurs
16 codes



Synthèse sur les nouvelles structures (versions statiques)

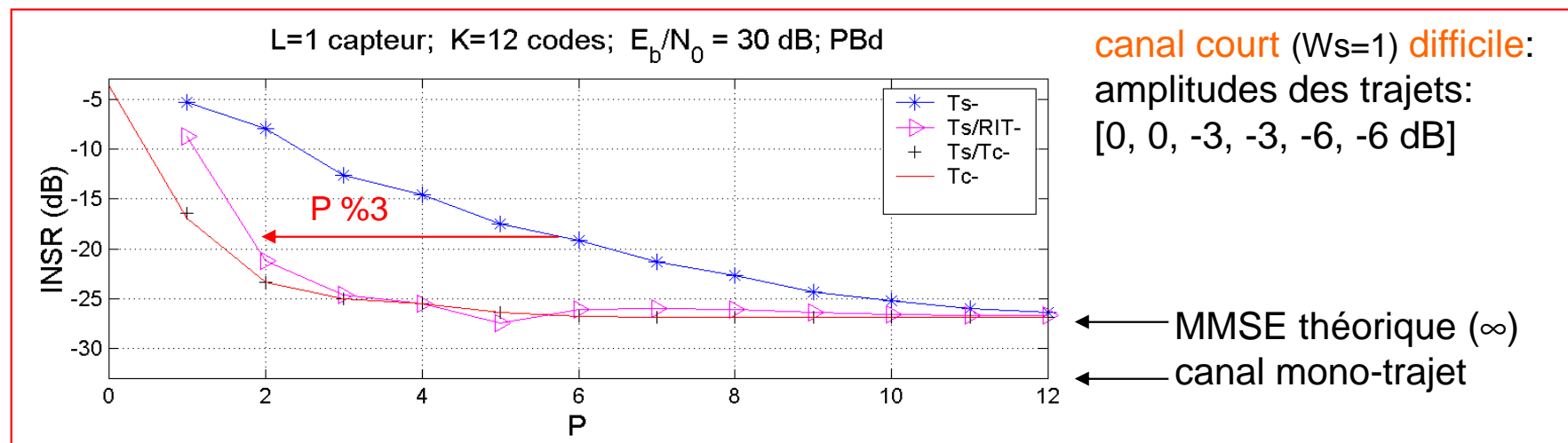
- faible E_b/N_0
- fort E_b/N_0 , pour un canal long typique $K=12$ et 2 capteurs:

Structures	Ts-	Ts/RIT-	Ts/Tc	Tc-
P_{OK} / Ws	2 ... 2.5	1 ... 1.2	0	0
N_{OK} / Ws	24 ... 30	24 ... 30	24	64

Ts/Tc-structure: profondeur très courte \approx quasiment celle de la **Tc-structure** avec nombre de coefficients \downarrow ($K_u > 1$)

Ts/RIT-structure: profondeur intermédiaire, \approx celle de la **Ts-structure** %2 mais avec un nombre de coefficients équivalent

➤ intérêt Ts/RIT- surtout pour des situations plus difficiles (canal, K) :



Versions adaptatives: principe

Mise à jour des coefficients à l'aide des décisions par algorithme **LMS**:

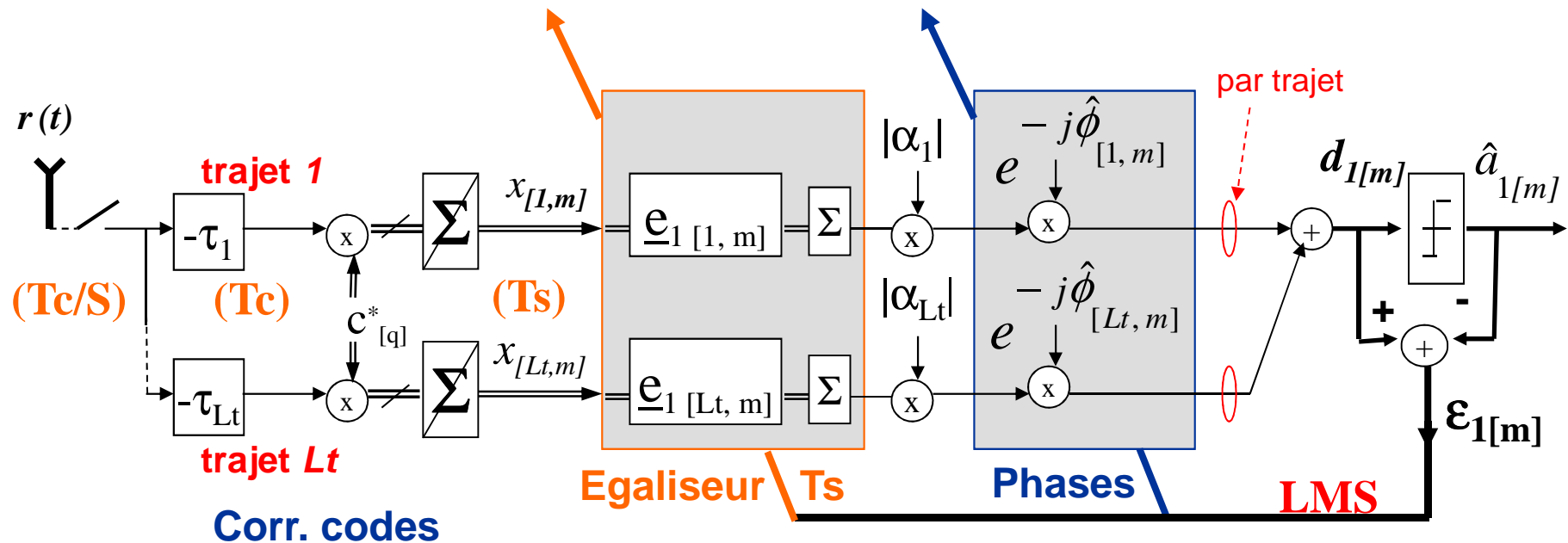
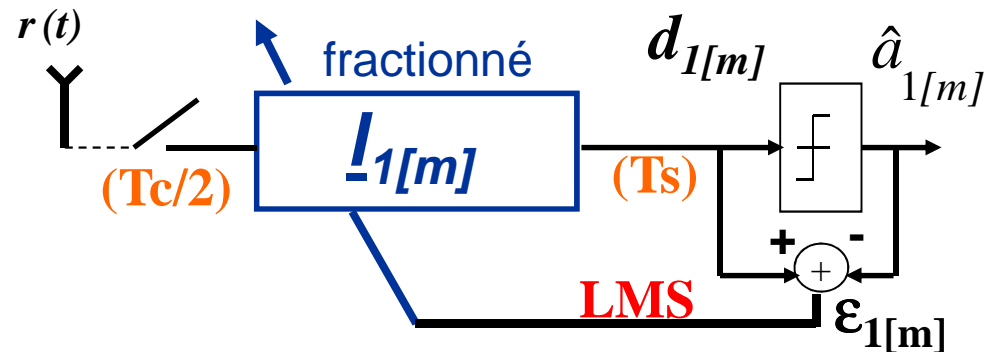
→ **Tc-structure**: poursuite d'un grand nombre de coefficients

→ **Ts/xx-structures = égalisation et synchronisation conjointe**:

poursuite conjointe des phases des trajets et des coefficients de l'égaliseur

Tc-structure →

Ts/xx-structures ↘



Versions adaptatives: comportement en simulation

(sur quelques exemples seulement ...)

$V_{\text{mobile}} = 120\text{km/h}$

$K = 4$ utilisateurs; $V_m = 120$ km/h; $E_b/N_0 = 30$ dB; VB

Canal long ($W_s=5T_s$)

1 capteur, $K=4$

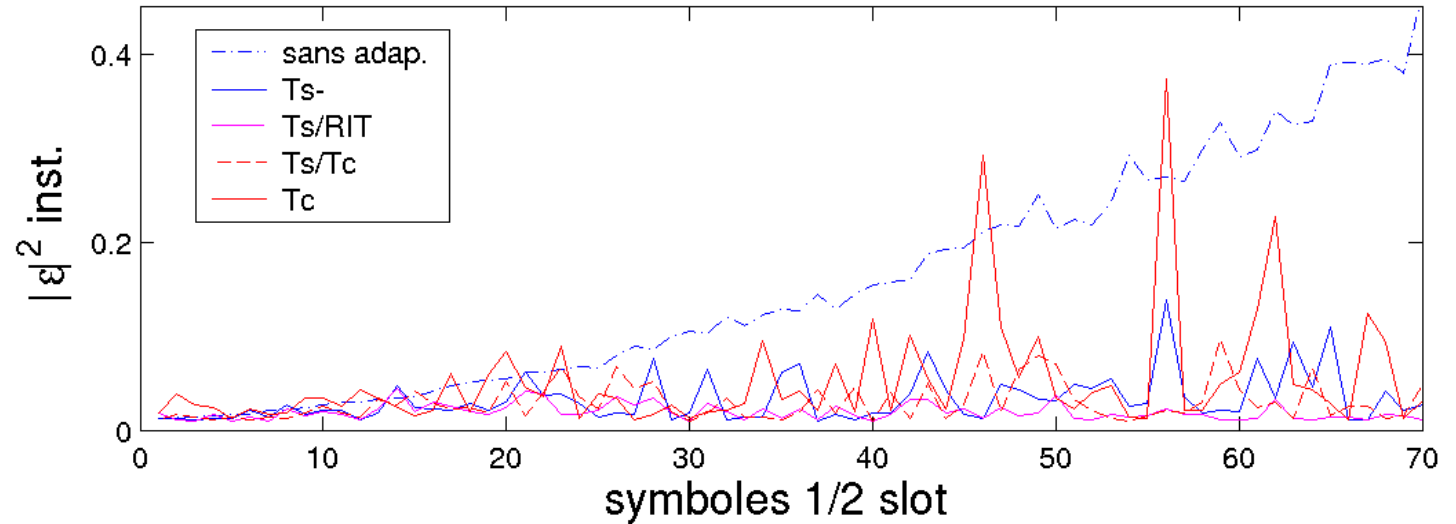
EQM = -8 dB sans adap.

= -14 dB Tc-;

= -17 dB Ts/Tc-;

= -17 dB Ts-;

EQM theorique \approx -30 dB



Canal court ($W_s=1T_s$, Vehicular A)

	sans adapter	Ts-	Ts-RIT	Ts/Tc-	Tc-
EQM _{dB} (K=4)	-11-20	-23	-28	-21	
EQM _{dB} (K=12)	- 6	-11	- 8	- 9	- 8
EQM _{dB} (K=12)	- 11	-15	-16	- 18	- 15

1 capteur

2 capteurs

CONCLUSION

□ Représentation large-bande en fréquence

- modélisation du système CDMA multi-capteur [canaux sélectifs]
- formulation simple des solutions théoriques, du calcul des performances ...

□ Application au canaux typiques de la norme

- mesure de l'apport du multi-capteur et de la détection conjointe sur le mobile: performances proches de l'idéal avec des structures linéaires

□ Structures de réalisation CDMA multi-capteur: riche en possibilités

- Réductions de complexité de la détection conjointe [norme TDD-UMTS]:
 - Méthodes en ligne au lieu de méthodes blocs [thèse Y. Pigeonnat];
 - Exploitation de la nature à trajets du canal et des formes d'onde CDMA;
- Nouvelles structures:
 - ◆ corrélation avec les codes, ◆ faible interférence résiduelle garantie à durée finie

PERSPECTIVES

- ❑ Pour terminer et valider l'intérêt pratique des nouvelles structures:
 - sensibilité à l'estimation de canal, étude de la précision finie
 - approfondir l'étude des versions adaptatives

- ❑ Par rapport à l'UMTS:
 - prise en compte globalement des aspects codages et égalisation

- ❑ Par rapport à la représentation large-bande:
 - construire des méthodes autodidactes (estimation de canal, des codes des interférents) en exploitant la grande redondance du CDMA en fréquence