

Schémas codés pour les signaux CPM utilisant des codes basés sur des graphes

Tarik Benaddi



Charly Poulliat

Marie-Laure Boucheret



Benjamin Gadat

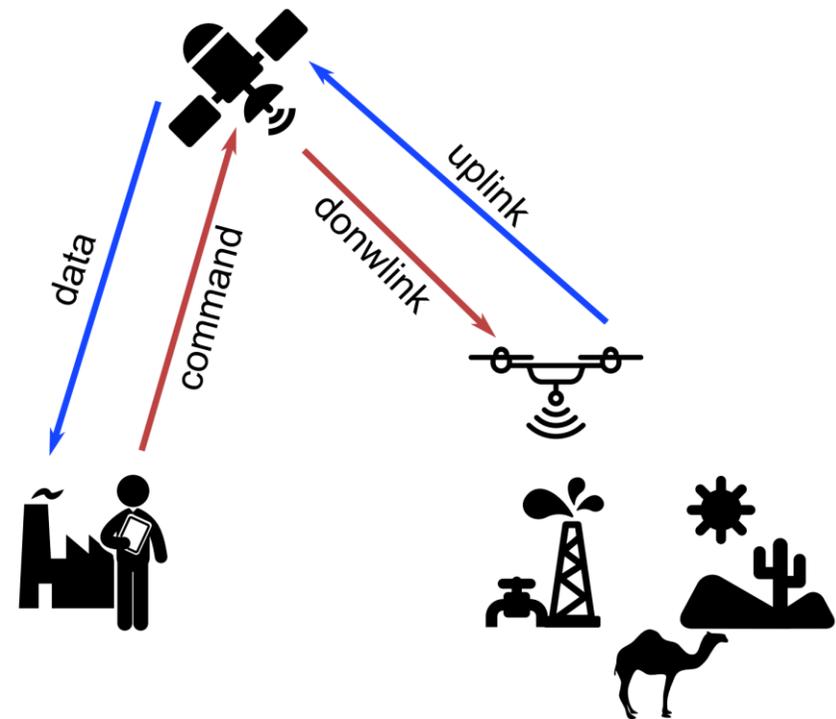
Nicolas Van Wambeke



Guy Lesthievent

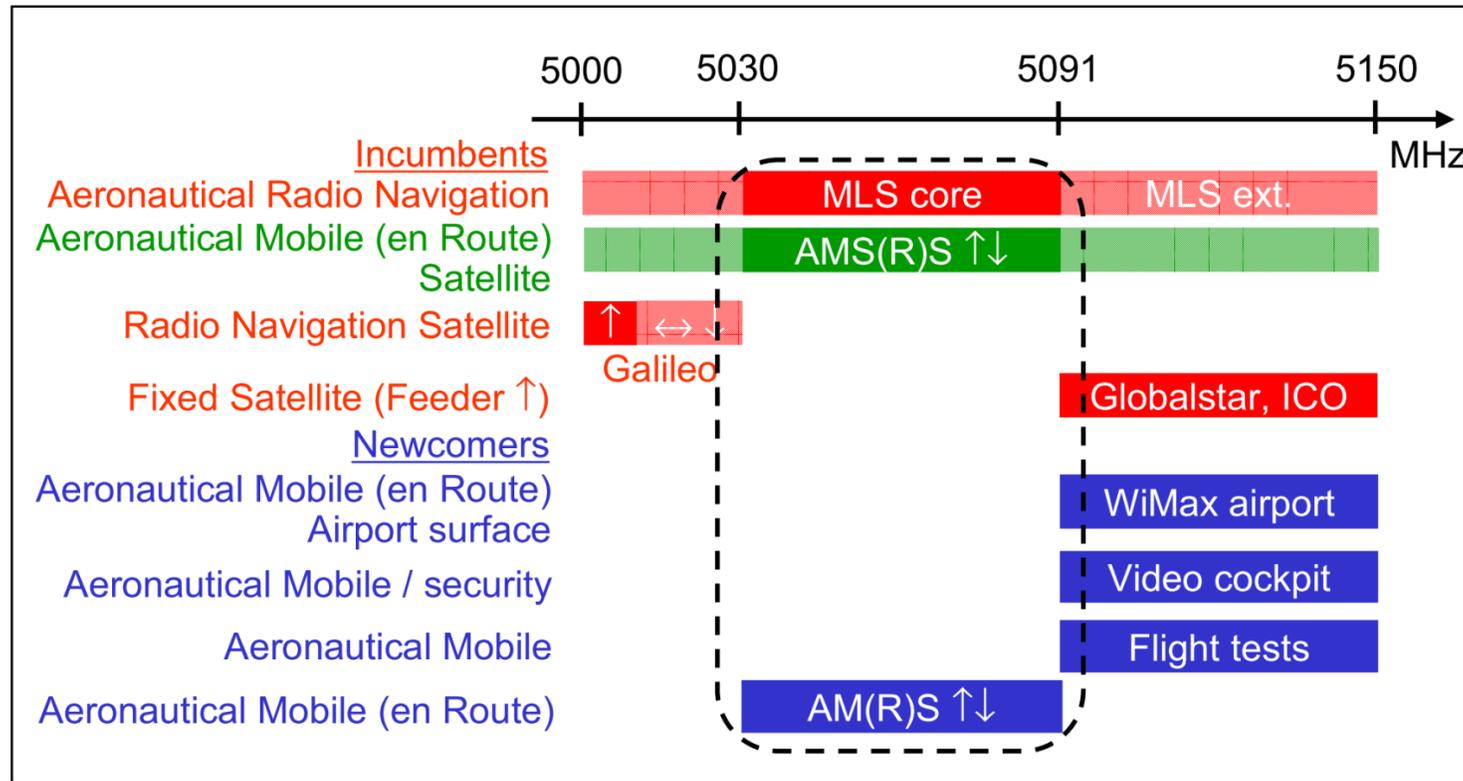
Contexte

- Utilisation à grande échelle des drones dans les applications civiles
 - Surveillance de forêts
 - Situations d'urgence
 - Inspection de pipelines
 - Communications
- Environnement typique



Contexte

- Infrastructures interférentes



Contexte

- ➔ Quelles formes d'onde pour les communications par satellite?
- Distorsions non-linéaires principalement dues aux amplificateurs embarqués
- Techniques de diminution de l'interférence non-linéaire:
 - Prédistorsion
 - Egalisation
 - Schémas de modulation immunisés contre les non-linéarités:
 - ➔ modulation à phase continue (CPM)

Contributions

- Nouveau récepteur CPM pour la décomposition de Laurent
- Optimisation de différents codes correcteurs d'erreurs basés sur des graphes
- **Application au canal aéronautique**

Plan

- CPM
- Détecteurs de signaux CPM
 - Détecteur MAP symbole exact pour la décomposition de Laurent
 - Lien entre la décompositions de Laurent et de Rimoldi
- Optimisation des codes basés sur des graphes creux pour la CPM
 - Codes LDPC non structurés
 - Encodabilité \rightarrow GIRA
 - Parallélisation \rightarrow protographes
 - Propriétés de distance minimale \rightarrow protographes spatialement couplés
- Conclusions et perspectives

Modulation à phase continue

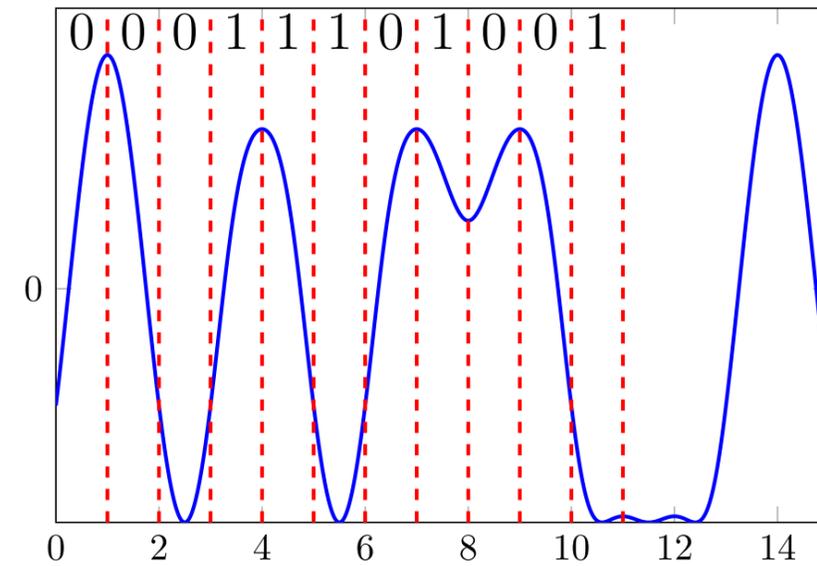
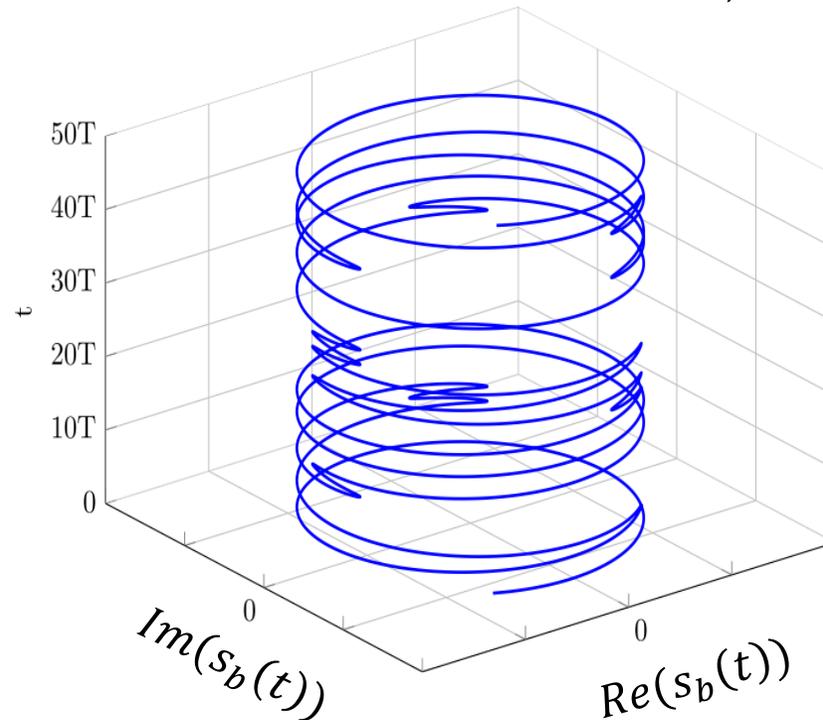
Définition

$$s_b(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \exp(j\theta(t, \underline{\alpha}) + j\theta_0)$$

$$\theta(t, \underline{\alpha}) = 2\pi h \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i q(t - iT)$$

$$q(t) = \begin{cases} \int_0^t g(\tau) d\tau, & t \leq LT \\ \frac{1}{2}, & t > LT \end{cases}$$

M=2, L=3, h=2/3, RC



Modulation à phase continue

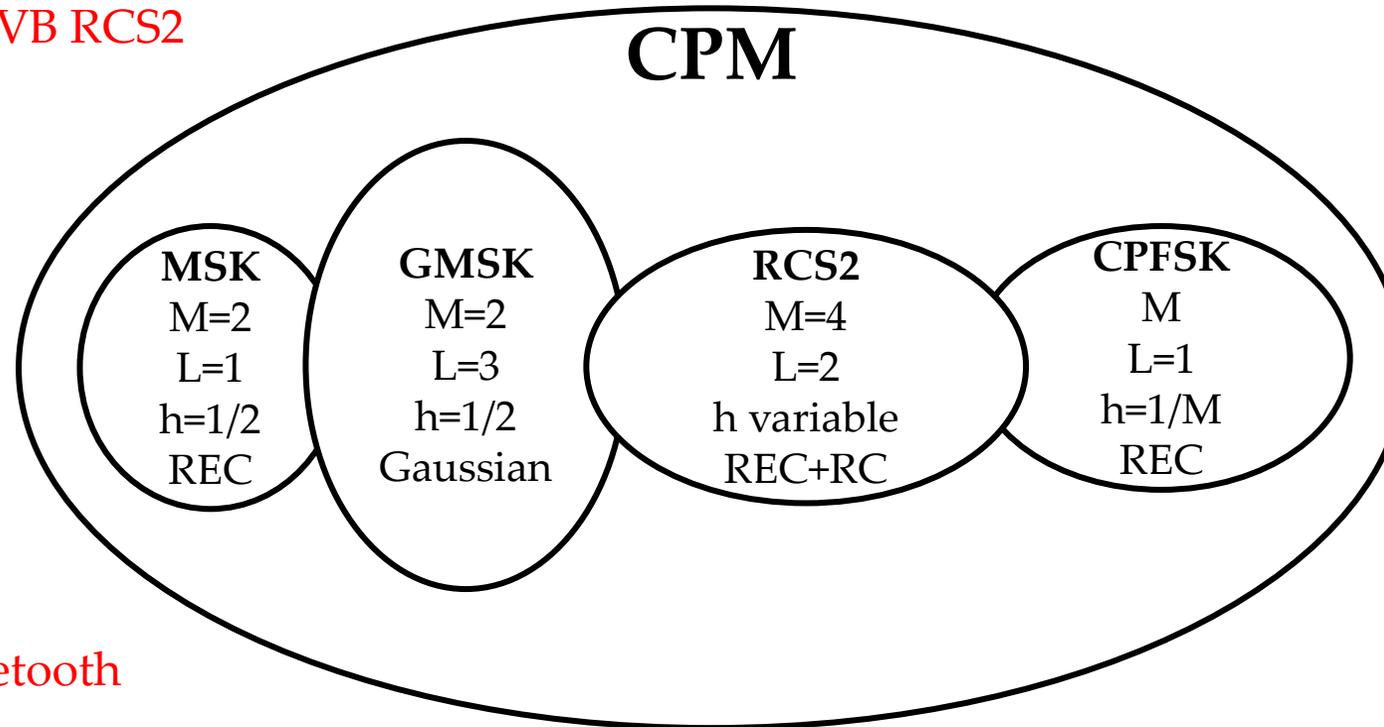
Définition

Communications
optiques

DVB RCS2

M2M

Communications
Espace
lointain



Stanag 4660

Bluetooth

GSM

AIS

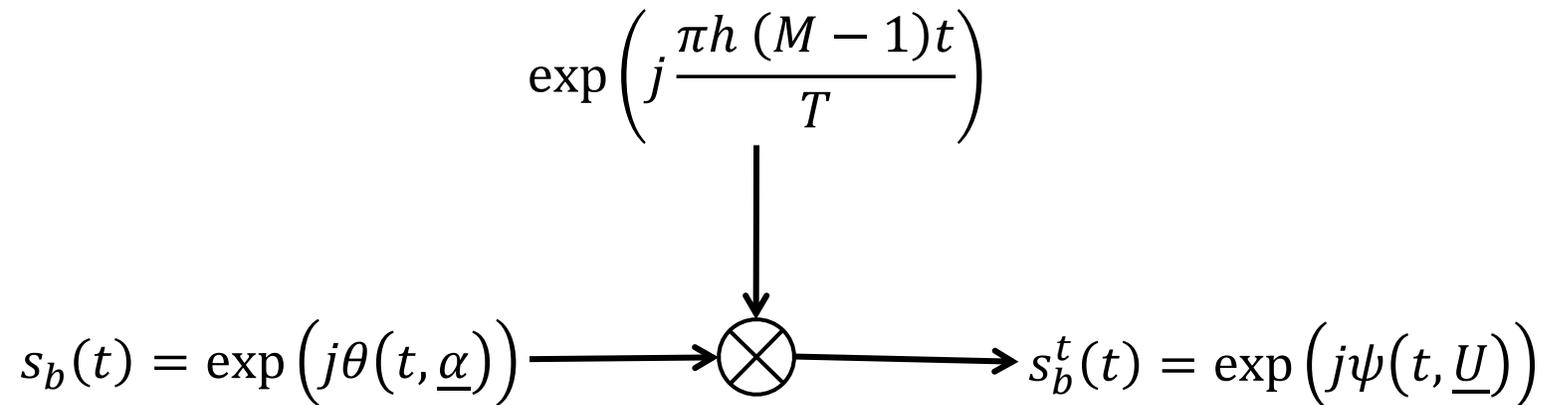
Egnos

Plan

- CPM
- Détecteurs de signaux CPM
 - Détecteur MAP symbole exact pour la décomposition de Laurent
 - Lien entre la décompositions de Laurent et de Rimoldi
- Optimisation des codes basés sur des graphes creux pour la CPM
 - Codes LDPC non structurés
 - Encodabilité \rightarrow GIRA
 - Parallélisation \rightarrow protographes
 - Propriétés de distance minimale \rightarrow protographes spatialement couplés
- Conclusions et perspectives

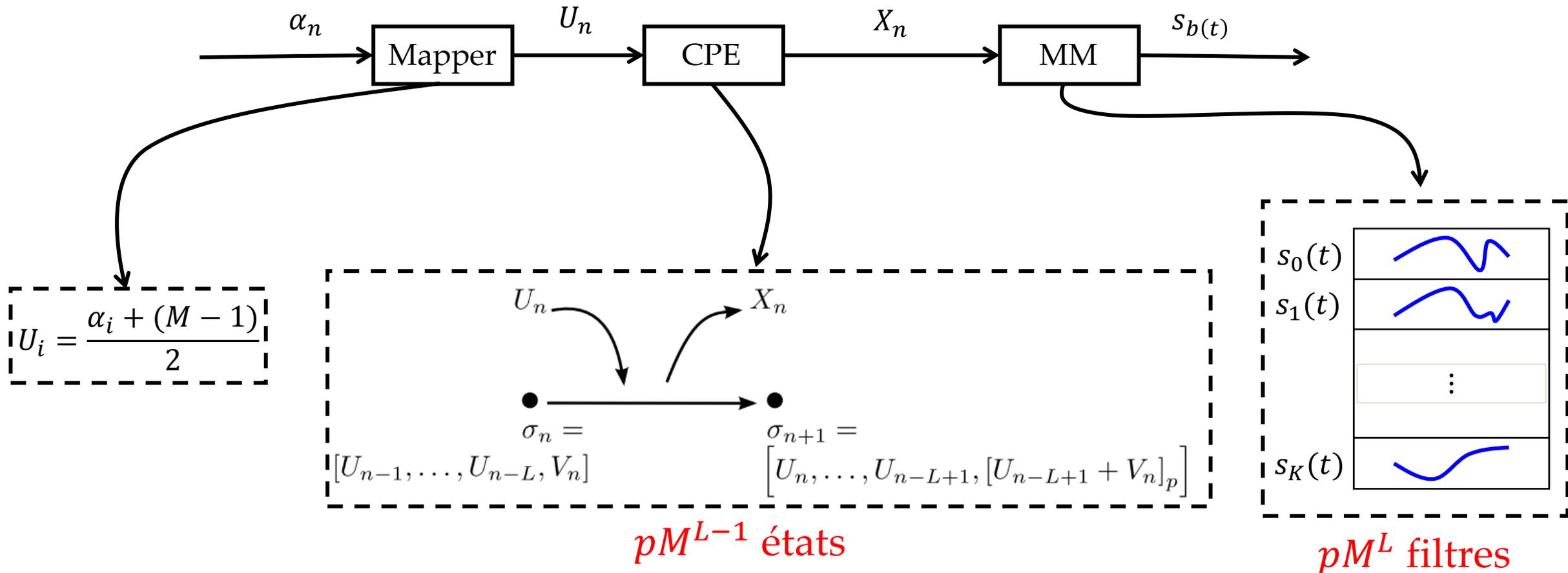
Modulation à phase continue

Représentation de Rimoldi (1988)



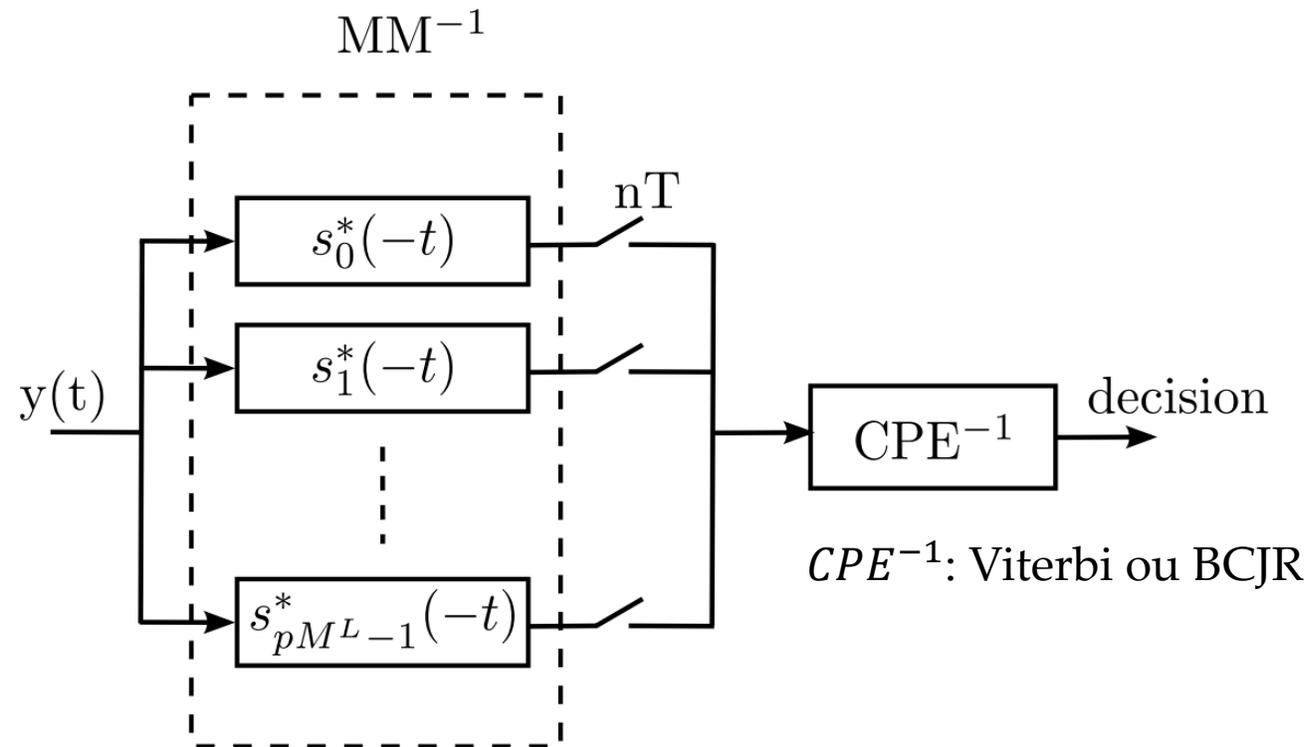
Modulation à phase continue

Représentation de Rimoldi (1988)



Modulation à phase continue

Représentation de Rimoldi (1988): récepteur canal Gaussien



Modulation à phase continue

Représentation de Laurent pour CPM binaire (1986)

$$s_b(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n} C_k(t - nT)$$

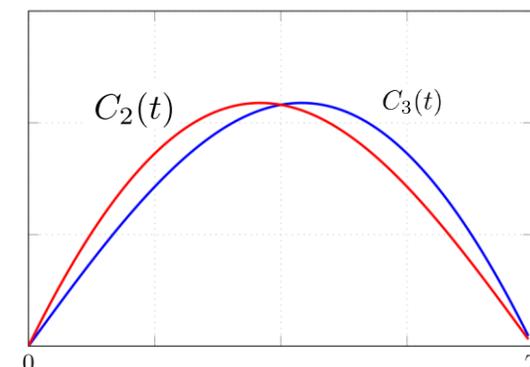
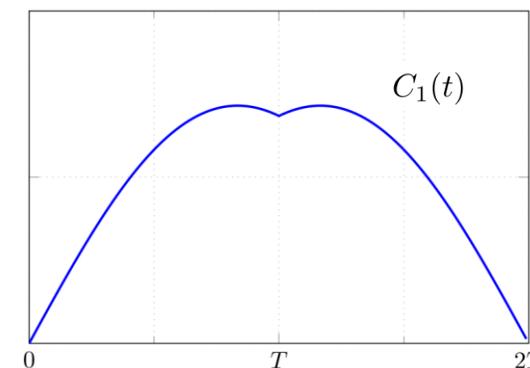
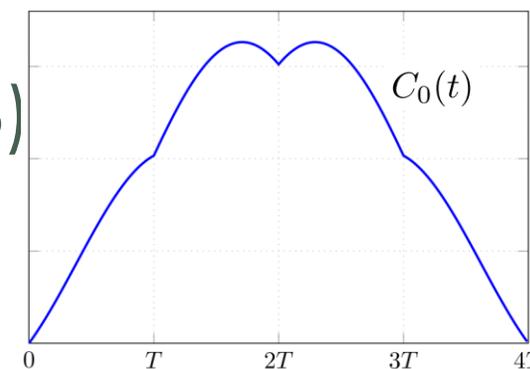
$$a_{k,n} = \exp(j\pi h A_{k,n})$$

$$A_{k,n} = \sum_{i=0}^n \alpha_i - \sum_{j=1}^{L-1} \alpha_{n-j} \beta_{k,j}$$

$C_0(t)$	$(L + 1)T$
$C_1(t)$	$(L - 1)T$
$C_2(t), C_3(t)$	$(L - 2)T$
$C_4(t), C_5(t), C_6(t), C_7(t)$	$(L - 3)T$
⋮	
$C_{K/2}(t), \dots, C_{K-1}(t)$	$1T$

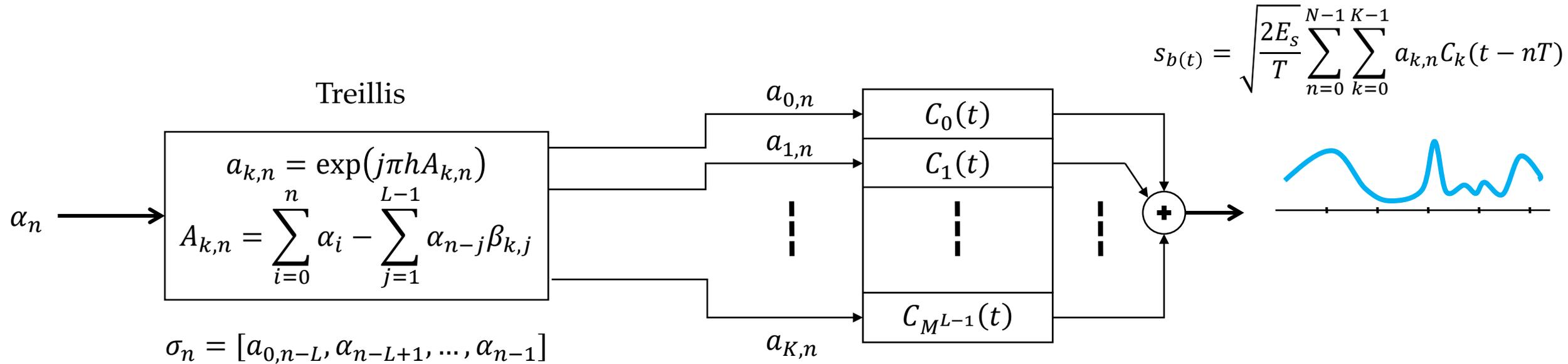
$$K = 2^{L-1}$$

M=2, L=3, h=1/2, REC



Modulation à phase continue

Représentation de Laurent(1986)

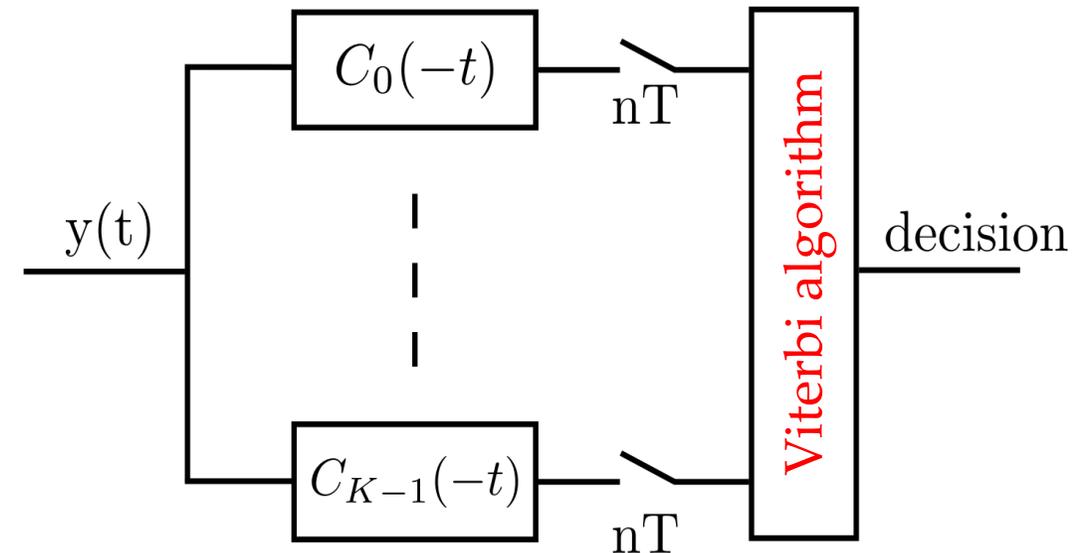


Modulation à phase continue

Détecteur MLSD de Kaleh (1989)

$$\log p(\underline{y}|\underline{\alpha}) \propto \operatorname{Re} \left[\int_0^{NT} y(t) s_b^*(t, \underline{\alpha}) dt \right]$$
$$= \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left[\underbrace{\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* \int_0^{NT} y(t + nT) C_k(t) dt}_{\text{Métrique sur une transition du treillis}} \right]$$

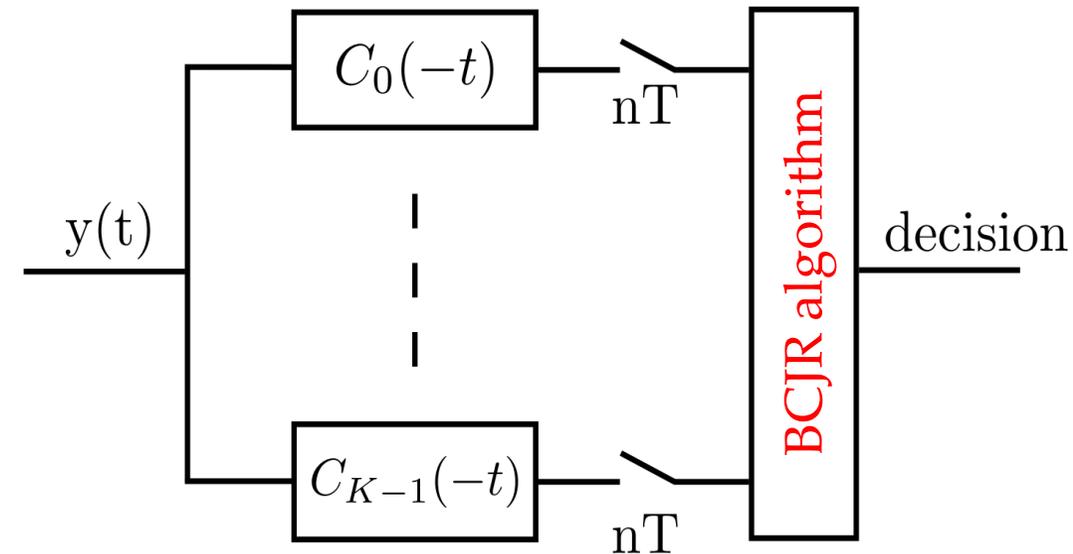
Métrique sur une transition du treillis



Modulation à phase continue

Détecteur MAP symbole de Colavolpe (2005)

$$\begin{aligned} \log \gamma_n &\propto R \left[\int y(t) s_b^*(t, \underline{\alpha}) dt \right] \\ &= R \left[\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* \int y(t + nT) C_k(t) dt \right] \end{aligned}$$

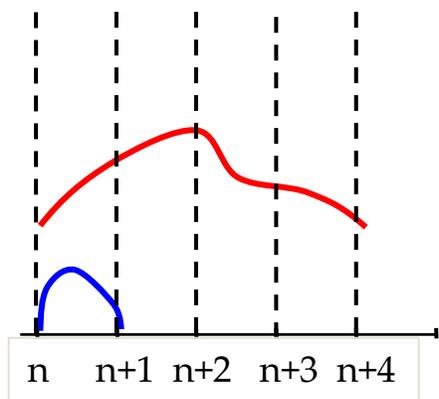


- ✓ Possibilité de récepteur faible complexité ($C_0(t)$)
- X Corrélation du bruit
- X Interférence inter-composantes

Modulation à phase continue

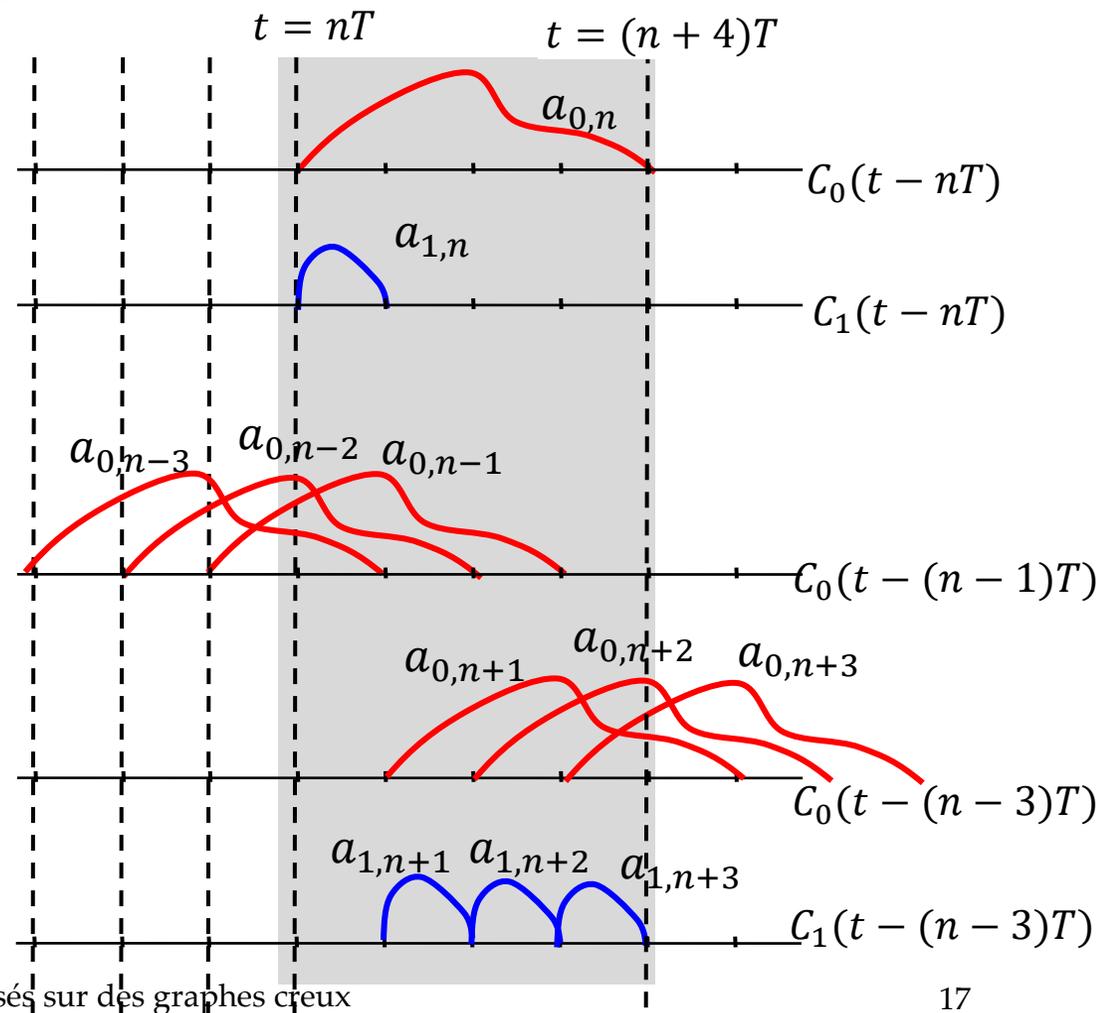
Détecteur MAP de Colavolpe (2005): interférences

$$\log \gamma_n = R \left[\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* \int y(t + nT) C_k(t) dt \right]$$



Termes courants

Termes "ISI"



Modulation à phase continue

Interprétation du ML de Kaleh

MLSD:

$$\log p(\underline{r}|\underline{\alpha}) = \sum_{n=0}^{N-1} R \left[\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* \int_0^{NT} y(t+nT) C_k(t) dt \right]$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} R \left[\int_0^T y(t+nT) \left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* C_k(t) dt \right) dt + \sum_{i=1}^L \int_{iT}^{(i+1)T} y(t+(n+i)T) \left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* C_k(t) dt \right) dt \right]$$

Contribution du présent
Interférence sur le futur

Notre MLSD:

$$\log p(\underline{r}|\underline{\alpha}) = \sum_{n=0}^{N-1} R \left[\int_{nT}^{(n+1)T} y(t) \left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* C_k(t-nT) + \sum_{k=0}^{K/2-1} \sum_{\ell=1}^{L_k-1} a_{k,n-\ell}^* C_k(t-(n-\ell)T) \right) dt \right]$$

Contribution du présent
Interférence du passé

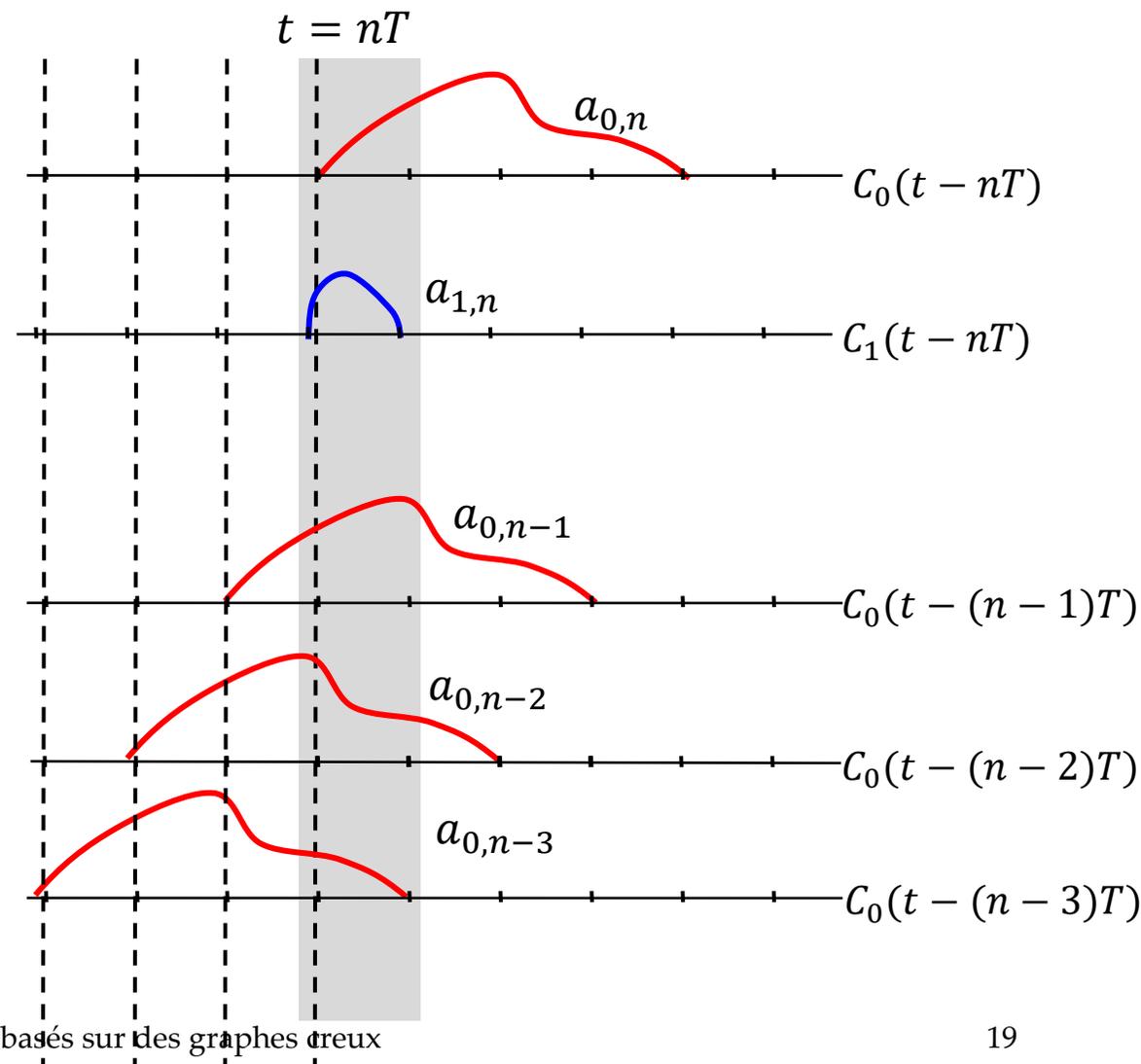
Modulation à phase continue

Réécriture du critère ML

$$\log p(\underline{r}|\underline{\alpha}) = \sum_{n=0}^{N-1} R \left[\int_{nT}^{(n+1)T} y(t) \left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* C_k(t - nT) + \sum_{k=0}^{K/2-1} \sum_{\ell=1}^{L_k-1} a_{k,n-\ell}^* C_k(t - (n-\ell)T) \right) dt \right]$$

Termes courants

Termes "ISI"



Modulation à phase continue

Réécriture du critère ML

α_n

$\{A_{k,n}\}$
 $\{A_{k,n-l}\}$

$\sigma_n = [a_{0,n-L}, a_{n-L+1}, \dots, a_{n-1}]$

σ_{n+1}

$$A_{k,n} = A_{0,n-L} + \alpha_n + \sum_{j=1}^{L-1} \alpha_{n-j}(1 - \beta_{k,j})$$

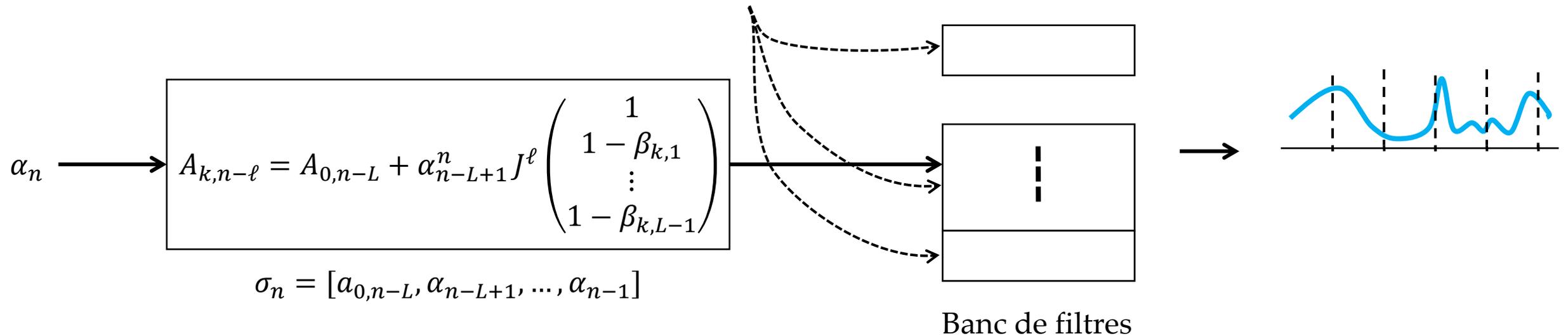
$$A_{k,n-l} = A_{0,n-L} + \alpha_{n-L+1}^n \begin{pmatrix} 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 1 & \ddots & & & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^\ell \begin{pmatrix} 1 \\ 1 - \beta_{k,1} \\ \vdots \\ 1 - \beta_{k,L-1} \end{pmatrix}$$

Modulation à phase continue

Réécriture du critère ML

$$\sum_{n=0}^{N-1} R \left[\int_{nT}^{(n+1)T} y(t) \left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* C_k(t - nT) + \sum_{k=0}^{K/2-1} \sum_{\ell=1}^{L_k-1} a_{k,n-\ell}^* C_k(t - (n-\ell)T) \right) dt \right]$$

Forme d'onde CPM sur une transition



Modulation à phase continue

Notre décodeur MAP symbole exact

$$\log \gamma_n = \int_{nT}^{(n+1)T} y(t) \left(\sum_{k=0}^{K-1} a_{k,n}^* C_k(t - nT) + \sum_{k=0}^{K/2-1} \sum_{\ell=1}^{L_k-1} a_{k,n-\ell}^* C_k(t - (n-\ell)T) \right) dt$$

Modulation à phase continue

Notre décodeur MAP symbole exact

Comment générer notre banc de filtres?

- Enumération sur le treillis de Kaleh
- Expression analytique

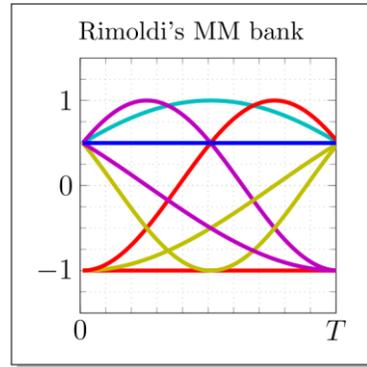
$$\{\Phi(t)\} = \begin{cases} \left\{ \Omega(t) \exp\left(-j\pi \frac{(M-1)h}{T} t\right) \right\}, & \text{si } k \text{ dans } h \text{ est pair} \\ \left\{ \Omega(t) \exp\left(-j\pi \frac{(M-1)h}{T} t\right) \right\} \cup \left\{ \Omega(t) \exp\left(-j\pi \frac{(M-1)h}{T} t\right) \exp(-j\pi(M-1)h) \right\}, & \text{sinon} \end{cases}$$

Modulation à phase continue

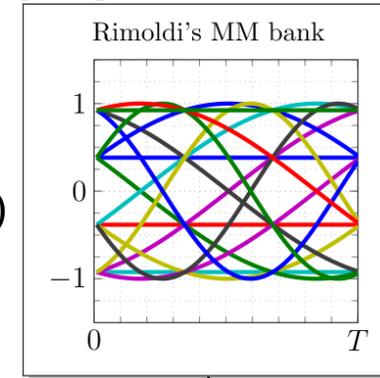
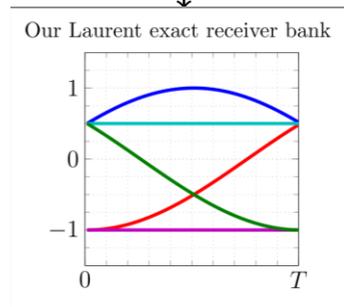
Notre décodeur MAP symbole exact

(M=2, L=2, h=3/4, REC)

(M=2, L=2, h=2/3, REC)

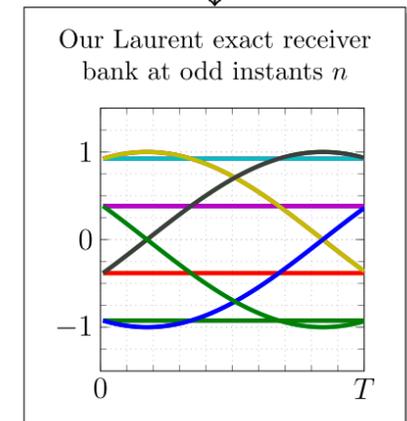
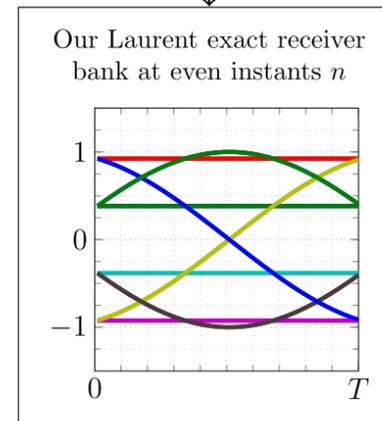


$\exp(-j\pi ht)$



$\exp(-j\pi ht)$

$\exp(-j\pi ht) \times \exp(-j\pi h)$



Plan

- CPM
- Détecteurs de signaux CPM
 - Détecteur MAP symbole exact pour la décomposition de Laurent
 - Lien entre la décompositions de Laurent et de Rimoldi
- Optimisation des codes basés sur des graphes creux pour la CPM
 - Codes LDPC non structurés
 - Encodabilité \rightarrow GIRA
 - Parallélisation \rightarrow protographes
 - Propriétés de distance minimale \rightarrow protographes spatialement couplés
- Conclusions et perspectives

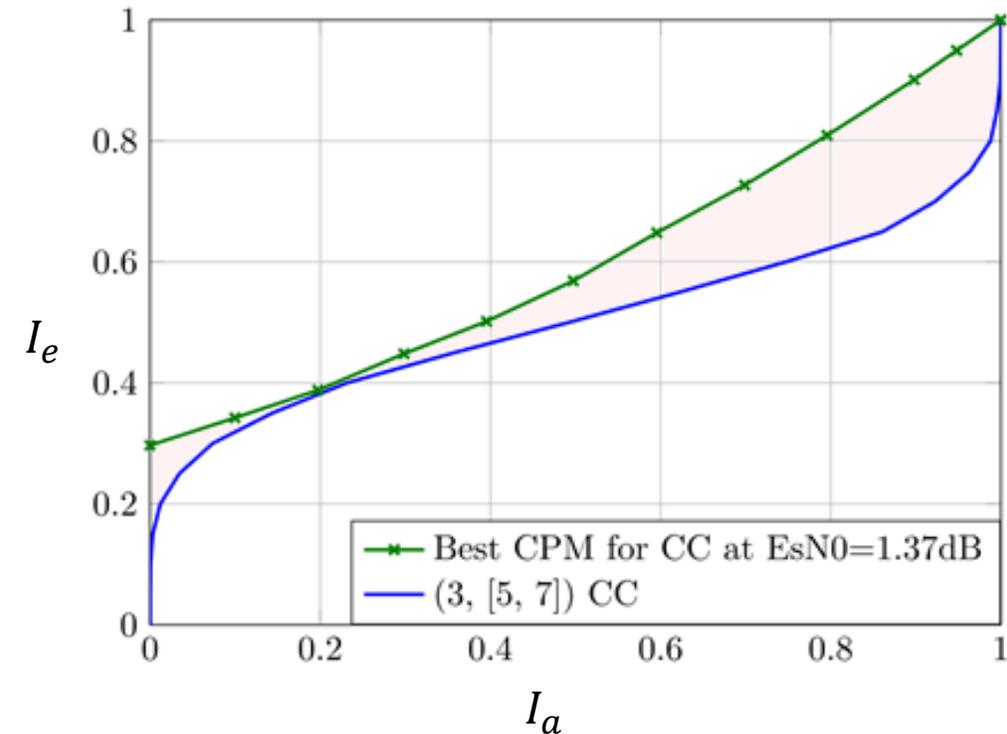
Schémas concaténés

→ Pourquoi optimiser des schémas itératifs à base de CPM?

- Codes convolutifs et linéaires en block (Moqvist, iAmat, ...)

→ Peut-on avoir une approche d'optimisation pour LDPC? (i Amat: système doublement itératif)

- Quelques tentatives:
 - **Ganesan** (CPFSK, pas de degré 1)
 - **Naranayan** (MSK, degré 1, récursivité)
 - **Ming** (LDGM non systématique, doping)

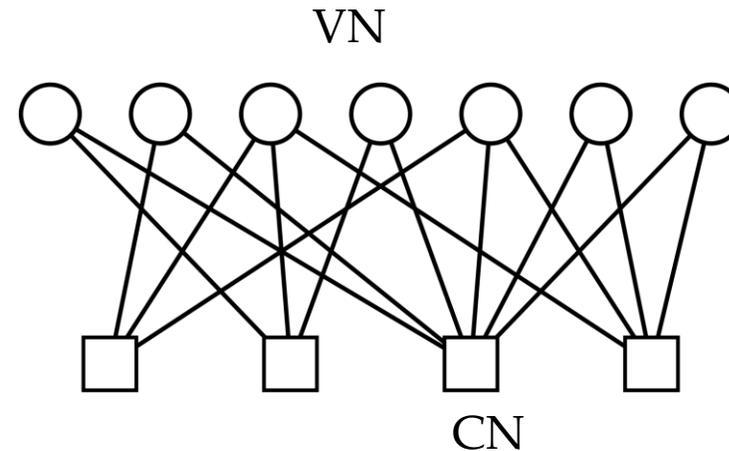


Design de code

Codes LDPC non structurés: définitions

- Définis par une matrice de parité creuse $H \in \{0,1\}^{M \times N}$
- $\underline{c} \in \{0,1\}^N$ est un mot de code ssi $H\underline{c}^T = \underline{0}$
- Si H est de rang plein: $R = 1 - \frac{M}{N}$

$$H = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

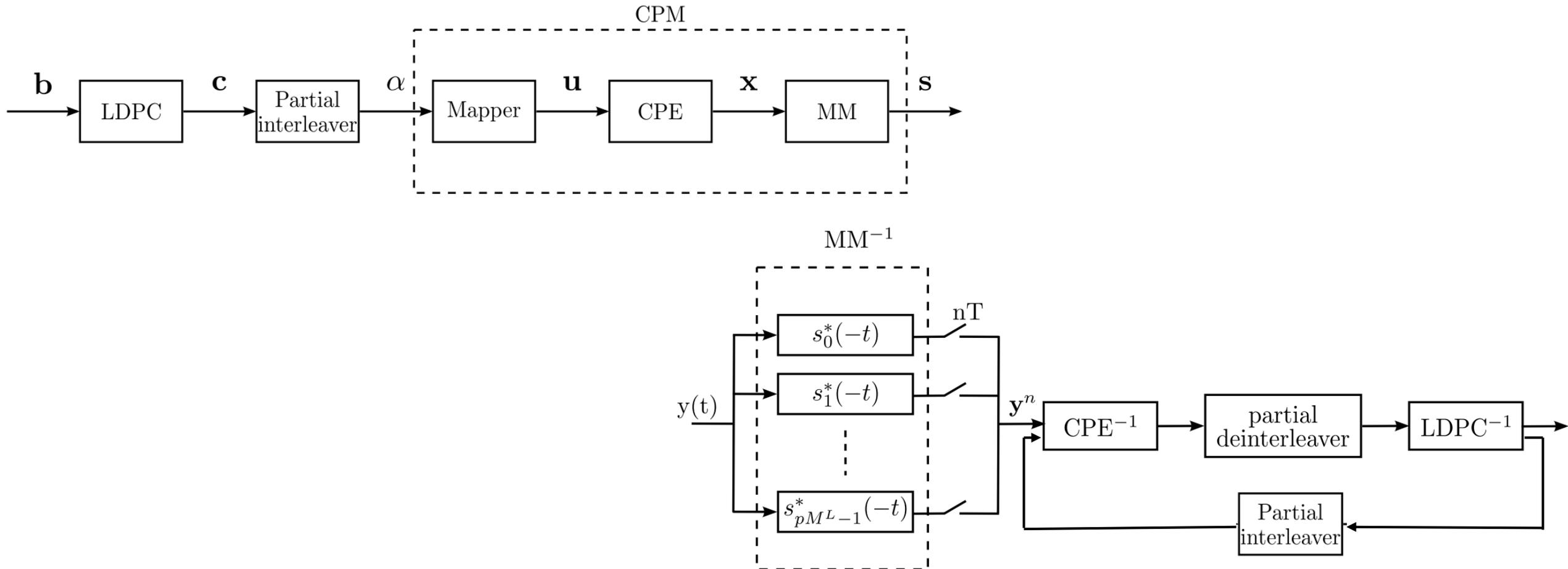


- Décrit par les polynômes de profils à **optimiser**

$$\lambda(x) = \sum \lambda_i x^{i-1} \text{ et } \rho(x) = \sum \rho_j x^{j-1}$$

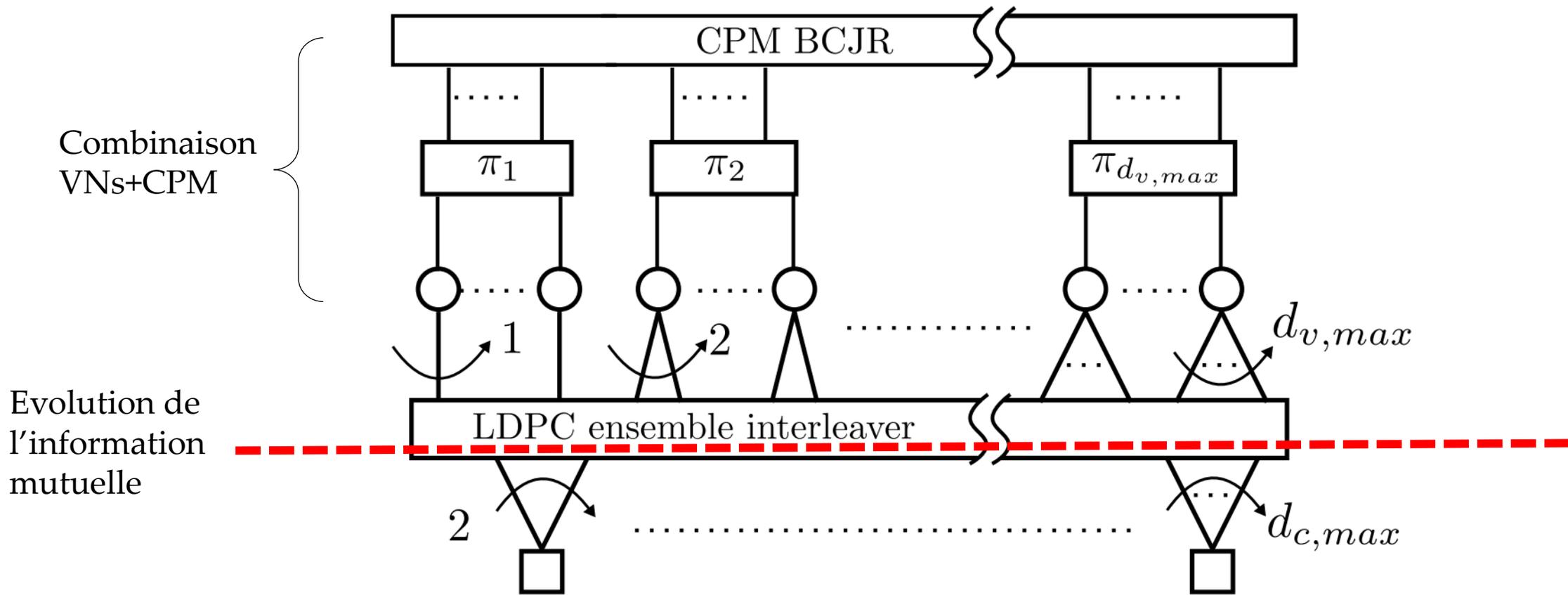
Design de code

Codes LDPC non structurés: schéma concaténé



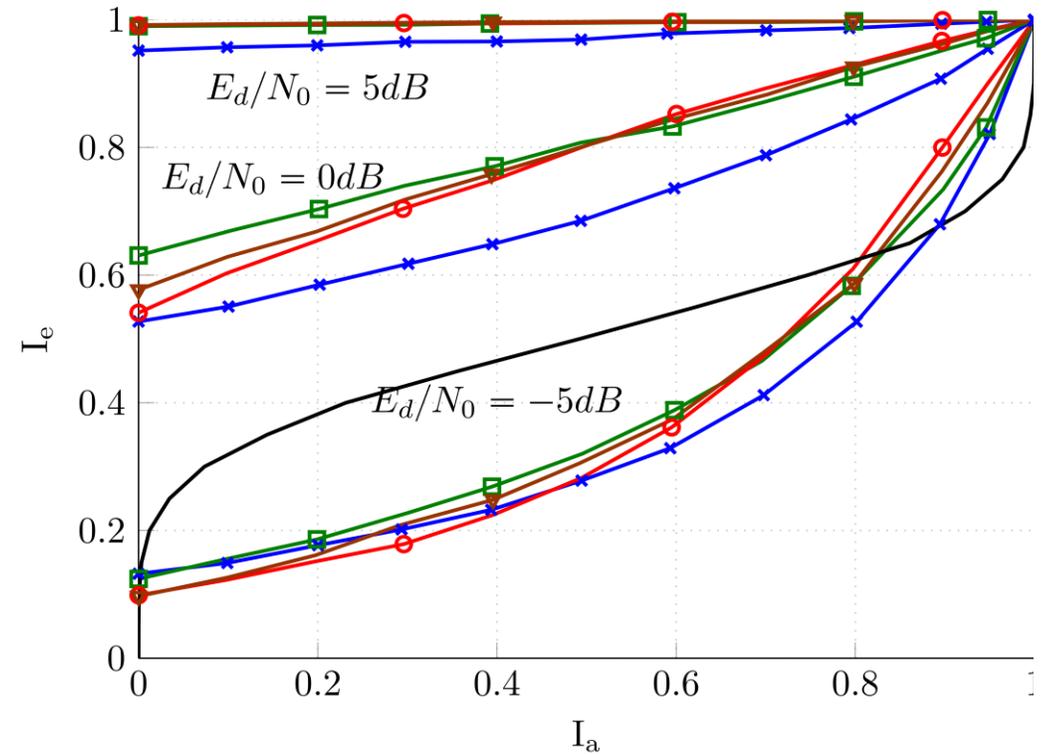
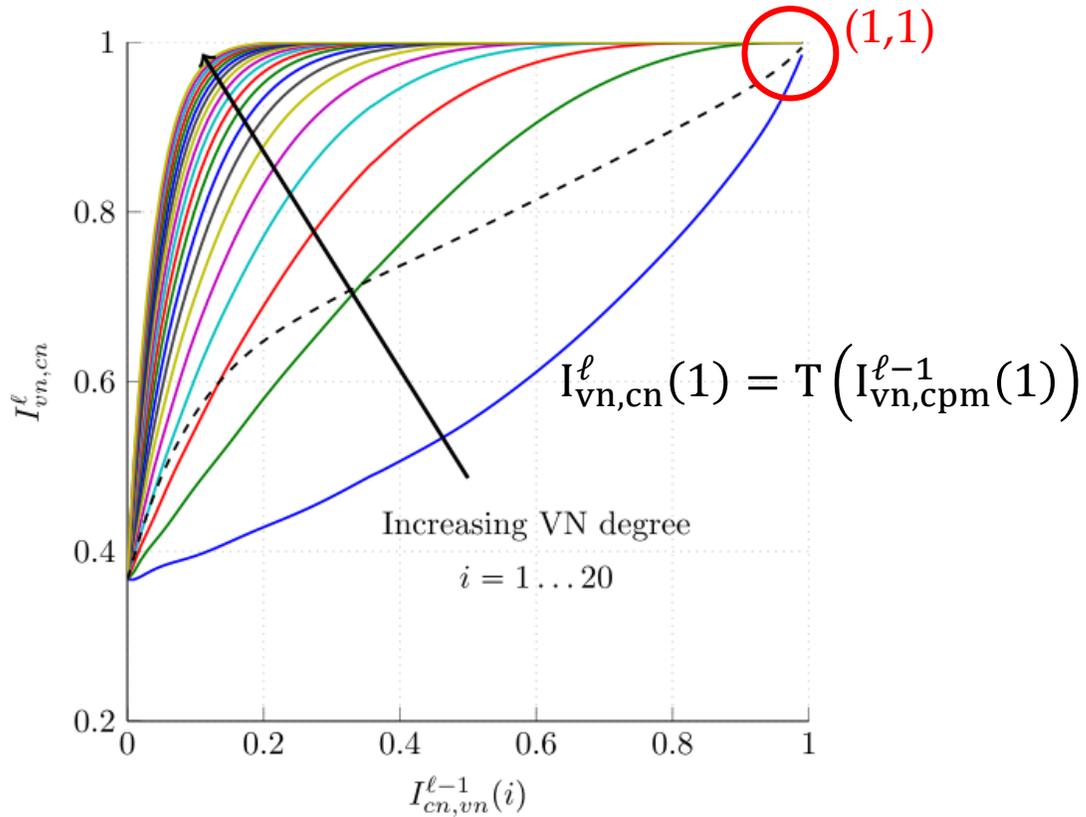
Design de code

Codes LDPC non structurés: récepteur



Design de code

Codes LDPC non structurés: degrés 1



- * MSK
- Binary 2RC, $h=3/4$
- Quaternary 2RC, $h=2/5$, Gray mapping
- ▽ Octal, 2RC, $h=1/3$, natural mapping
- (3, [5, 7]) convolutional code

Design de code

Codes LDPC non structurés: optimisation

- En Combinant les équations, on obtient une récursion linéaire en $\{\lambda_i\}$:

$$I_{vn,cn}^\ell = \Psi(\lambda(\cdot), \rho(\cdot), T(\cdot), I_{vn,cn}^{\ell-1})$$

- Problème d'optimisation

$$\arg \max_{\{\lambda_i\}} R = 1 - \frac{\sum \rho_j/j}{\sum \lambda_i/i} \Leftrightarrow \arg \max_{\{\lambda_i\}} \sum \lambda_i/i$$

s.t.:

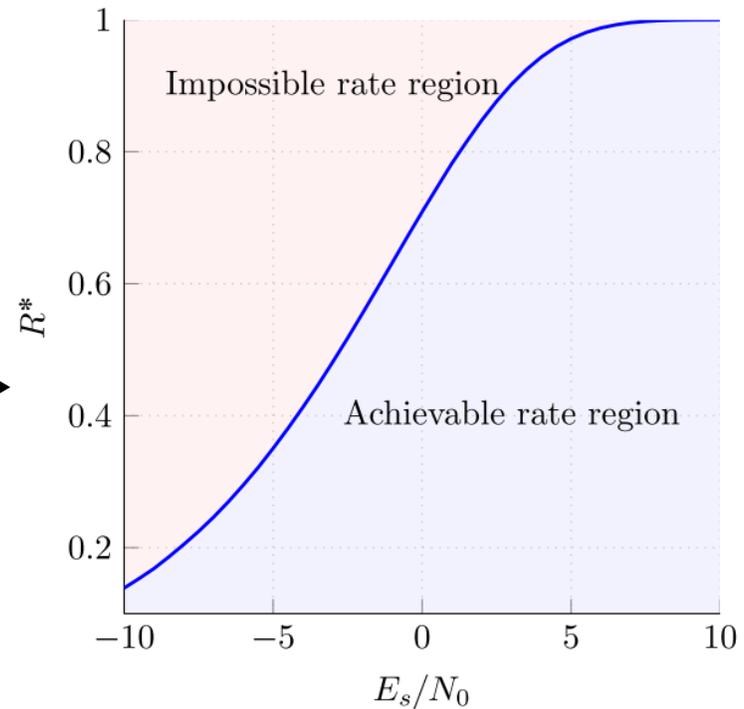
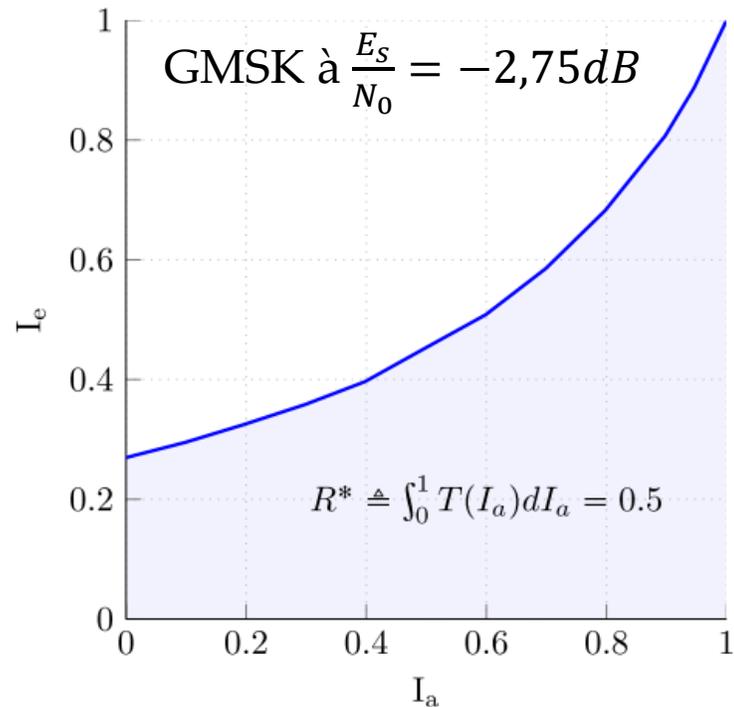
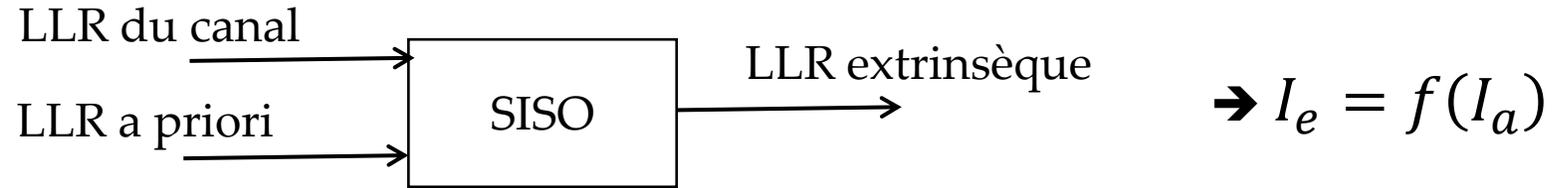
$$[C0] \text{mixture: } \sum \lambda_i = 1$$

$$[C1] \text{convergence: } I_{vn,cn}^{\ell+1} = \Psi(\lambda(\cdot), \rho(\cdot), T(\cdot), I_{vn,cn}^\ell) > I_{vn,cn}^\ell$$

$$[C2] \text{stabilité: } \lambda_1 < \frac{1}{T'(1) \sum_j \rho_j (j-1)}$$

Design de code

Performance schémas itératifs

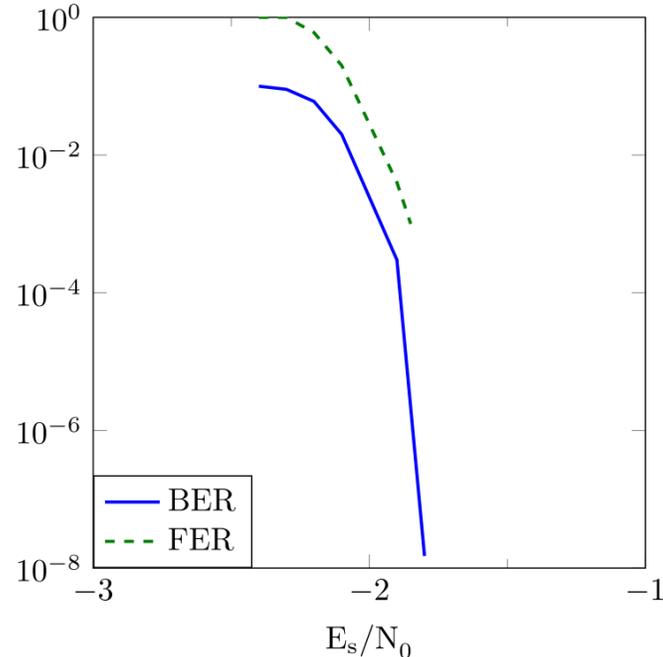
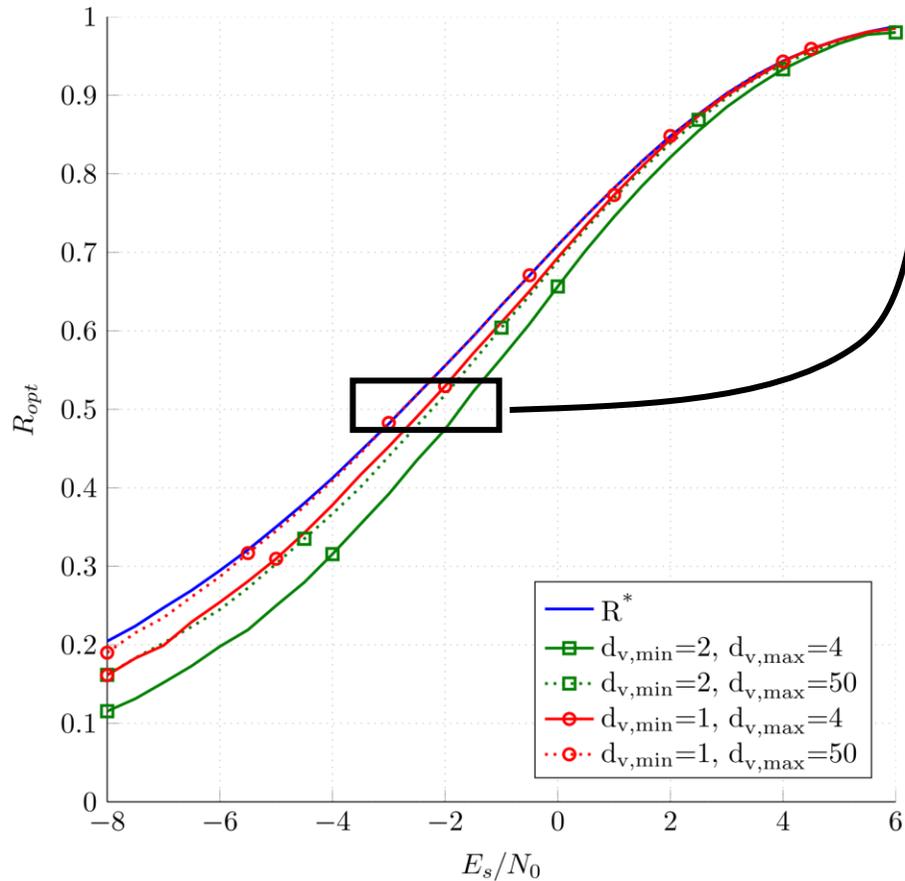


Design de code

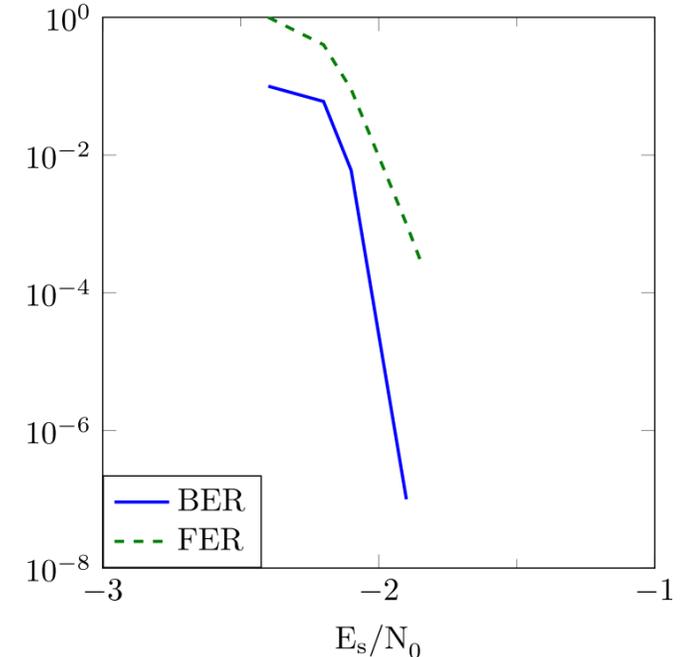
Codes LDPC non structurés: résultats

	MSK	3MSK	3GMSK
$(E_s/N_0)^*$	-2.5	-2.4	-2.5
$(E_s/N_0)_{opt}$	-2.4	-2.3	-2.5

GMSK



(a) 3MSK



(b) 3GMSK

Design de code

Codes LDPC non structurés

Conclusions:

- Méthode d'optimisation générique pour tout type de CPM
→ généralisable à tout type de détecteurs (1,1)
- Performance asymptotique très proche du rendement maximal atteignable

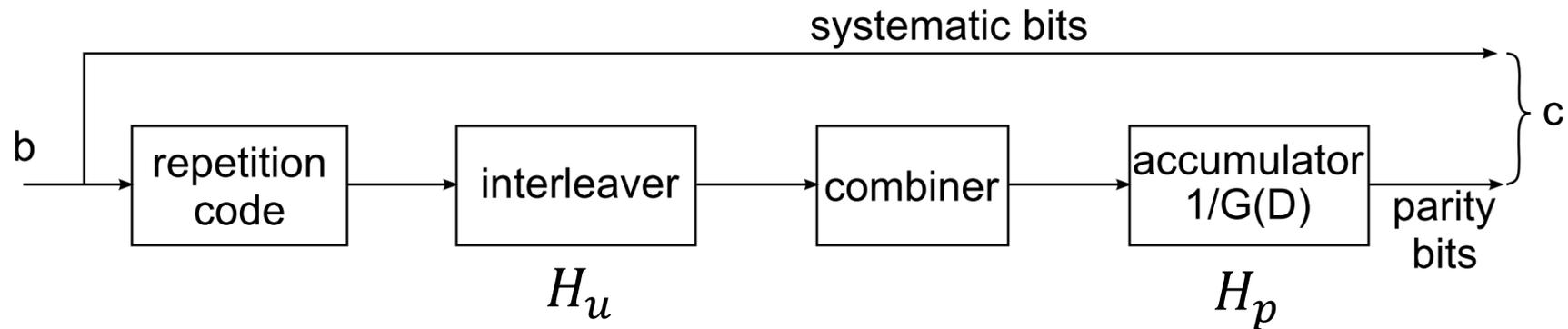
	(1)	(2)
our $(E_s/N_0)^*$	3.1	0.62
$(E_s/N_0)^*$ of [GiAND09]	2.97	0.55
our $(E_s/N_0)_{opt}$	3.1	0.7
$(E_s/N_0)_{opt}$ of [GiAND09]	3.75	2.91

→ Que peut-on dire des sous-familles des codes LDPC « pratiques »?

Design de code

GIRA codes: famille à encodage facile

- Sous famille de code LDPC (ten Brink, Ming, ...)
- Définis par: $H = [H_u | H_p]$



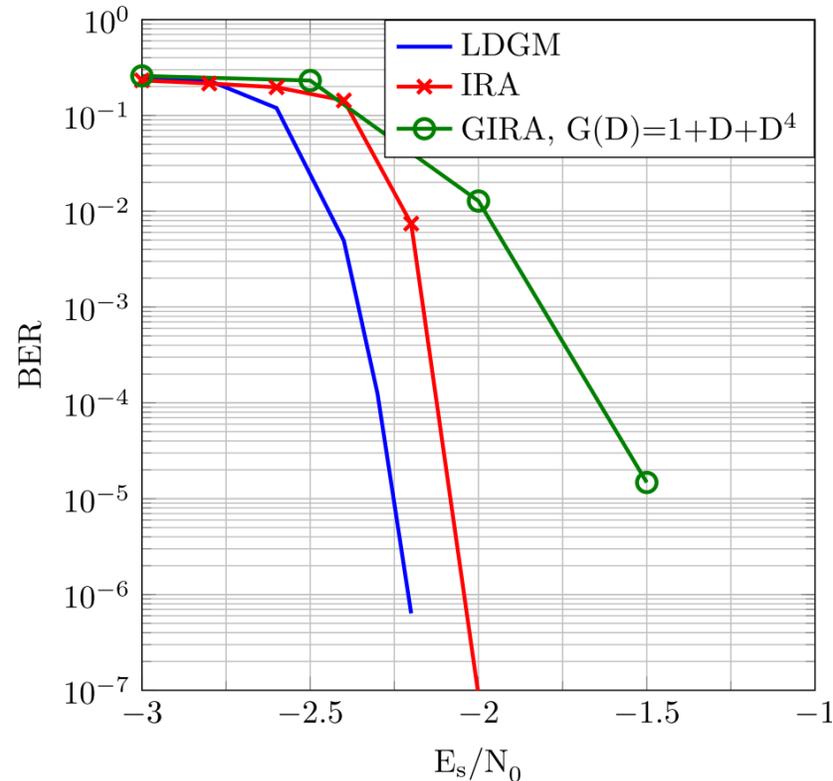
LDGM: $G(D) = 1$

IRA: $G(D) = 1+D$

→ Quid des seuils de décodage de ce sous-ensemble?

Design de code

GIRA codes



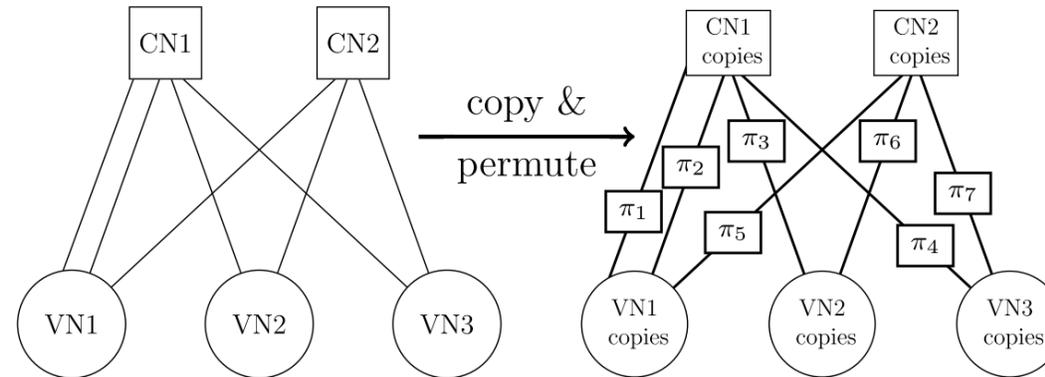
→ Outre l'encodage facile, quid des sous familles LDPC à implémentation parallélisable?

Design de code

Protographe (Thorpe 2003)

- Description compacte du code LDPC et implémentation facilement parallélisable

$$H = \begin{pmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$



- Design de schémas avec de bons seuils de décodage et à distance minimale linéaire avec la longueur du code (Divsalar precoding)
- ➔ Comportement des protographe dans des schémas concaténés? (Nguyen, Fang)
- ➔ Nécessité d'un design adapté

- ➔ Quid des CPM?

Design de code

Protographe: règle de design

- Format guidé par les profils des codes LDPC non structurés
- « Step function » pour l'encodage facile

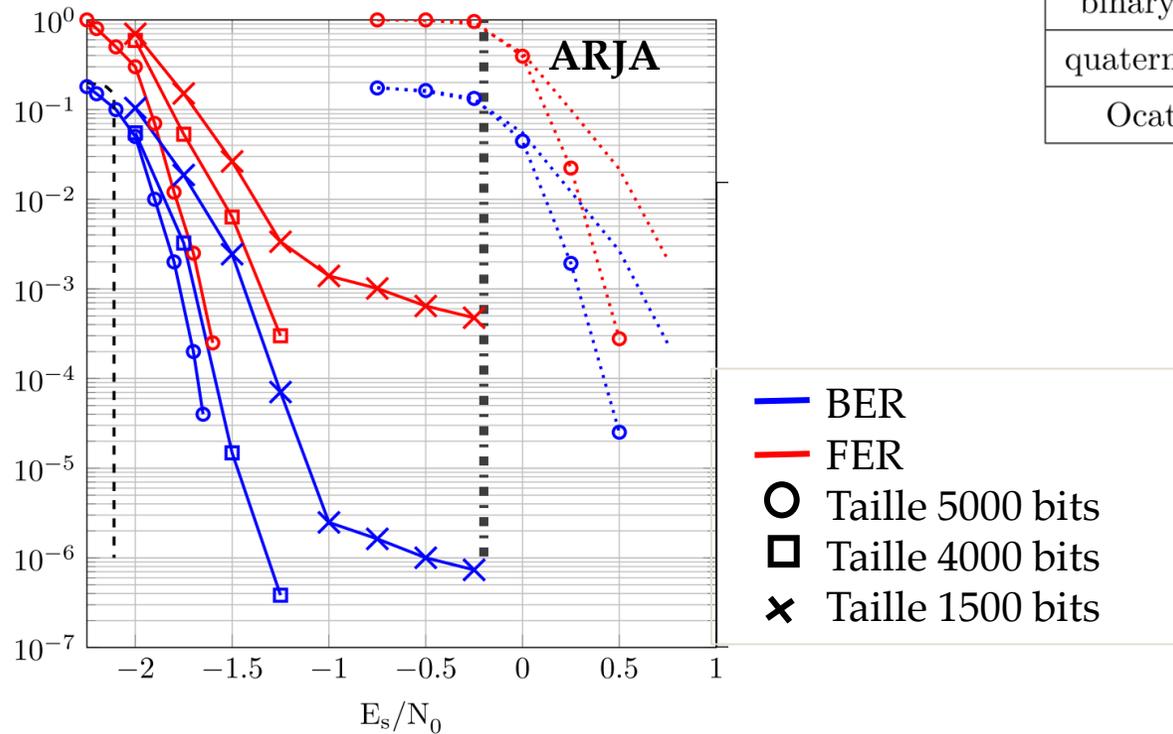
$$H = \begin{pmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & x_{1,3} & x_{1,4} & 1 & 1 & 0 & 0 \\ x_{2,1} & x_{2,2} & x_{2,3} & x_{2,4} & 0 & 1 & 1 & 0 \\ x_{3,1} & x_{3,2} & x_{3,3} & x_{3,4} & 0 & 0 & 1 & 1 \\ x_{4,1} & x_{4,2} & x_{4,3} & x_{4,4} & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$H = \begin{pmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ x_{2,1} & x_{2,2} & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ x_{3,1} & x_{3,2} & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ x_{4,1} & x_{4,2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

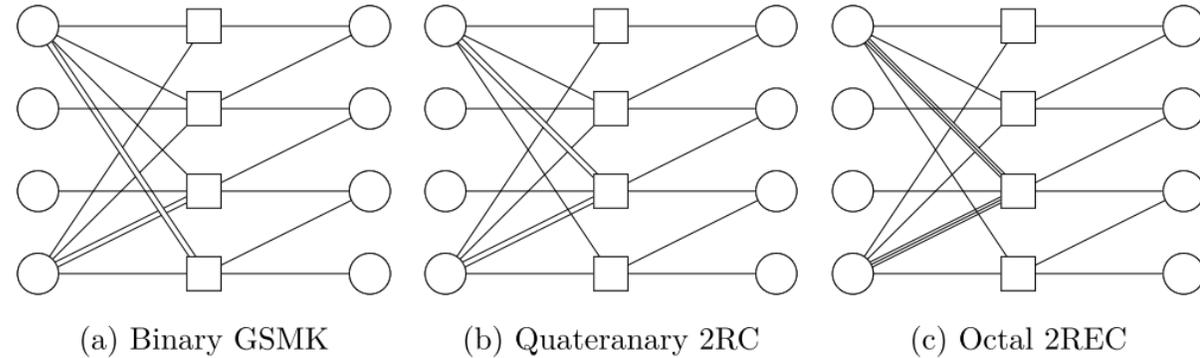
- Pour les petits protographes, recherche exhaustive, sinon algorithme génétique pour optimisation du seuil de convergence avec une PEXIT

Design de code

Protographe: résultats



	AR3A	AR4JA	protograph threshold	unstructured LDPC threshold	$(E_s/N_0)^*$
binary GSMK	-0.45	-0.20	-2.11	-2.7	-2.76
quaternary 2RC	3.36	3.68	1.36	0.7	0.62
Ocatl 3RC	7.29	7.92	3.79	2.256	2.25

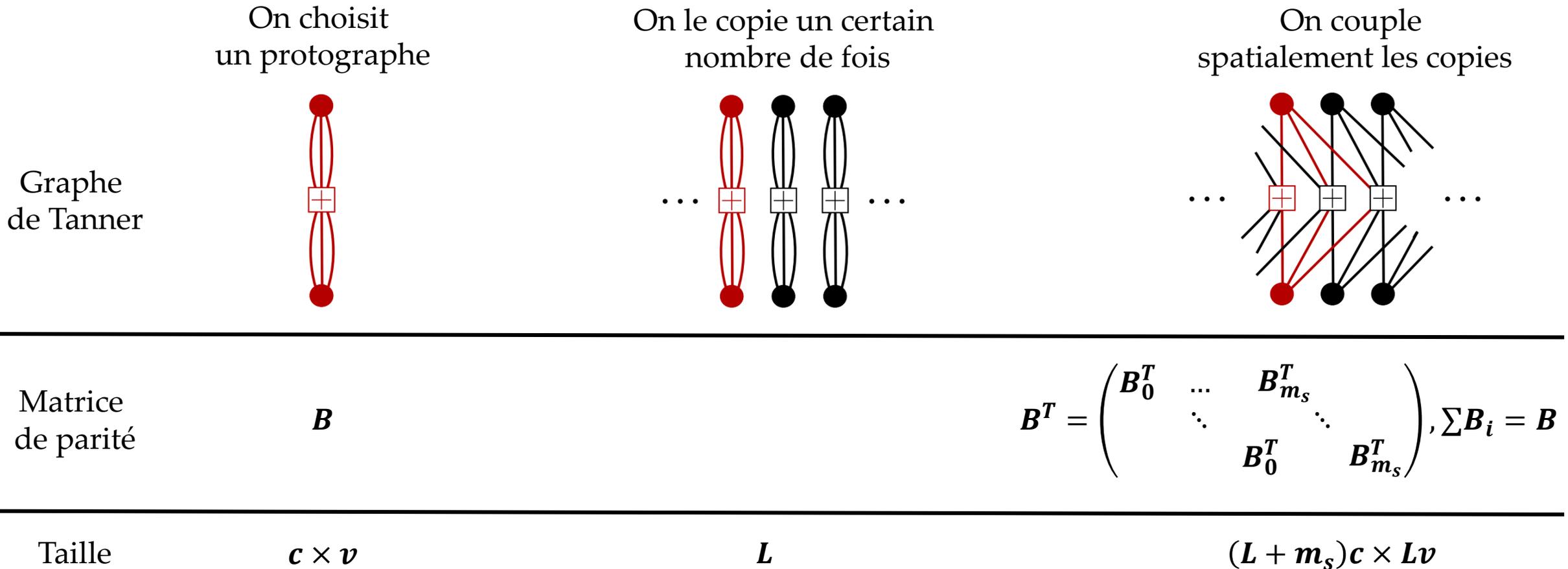


→ Peut-on améliorer le seuil des protographes?

→ Peut-on avoir des codes avec en plus de meilleurs propriétés de distance linéaire?

Design de code

Protographe spatialement couplé (Zigangirov 1999, Costello 2007)



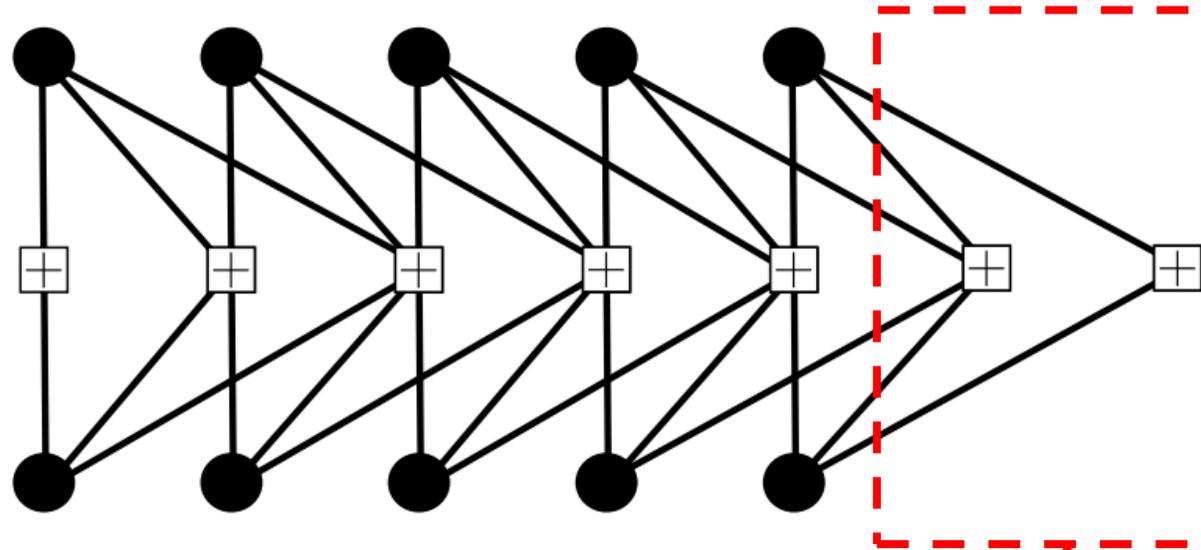
Design de code

Protographe spatialement couplé: propriétés

- Amélioration du seuil BP par couplage spatial
 - ➔ Saturation au seuil du MAP bit pour les canaux sans mémoire
- On peut avoir des codes réguliers, avec de très bons seuils et de meilleures distances minimales
- Schémas concaténés: nécessité d'un design du protographe de base (Yelda) et de son spreading
 - ➔ 2 degrés de liberté pour le design:
 - Le protographe de base
 - Le spreading

Design de code

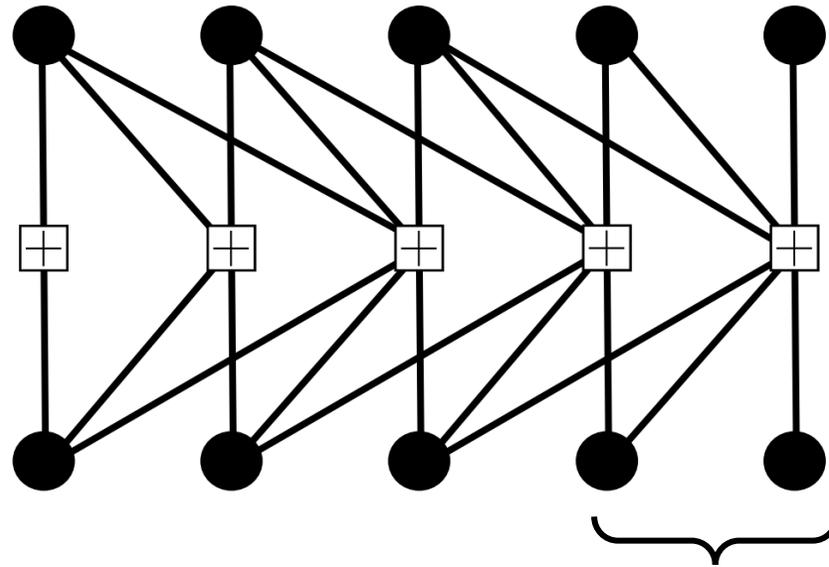
Protographe spatialement couplé



$$R_L = 1 - \frac{L + m_s}{L} (1 - R) = R - \frac{m_s}{L} (1 - R)$$

Design de code

Protographe spatialement couplé



Nœuds de variables faibles

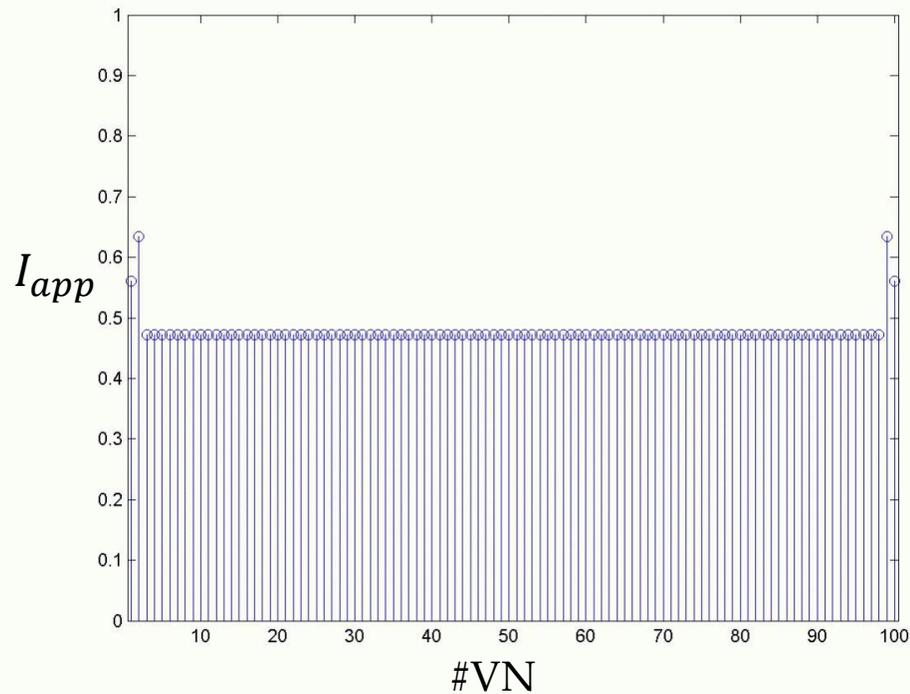
Mais $T(1)=1$

$$B_L^{DT} = \begin{bmatrix} B_0 & & & & \\ \vdots & B_0 & & & \\ B_{m_s} & \vdots & \ddots & & \\ & B_{m_s} & \dots & B_0 & \end{bmatrix}$$

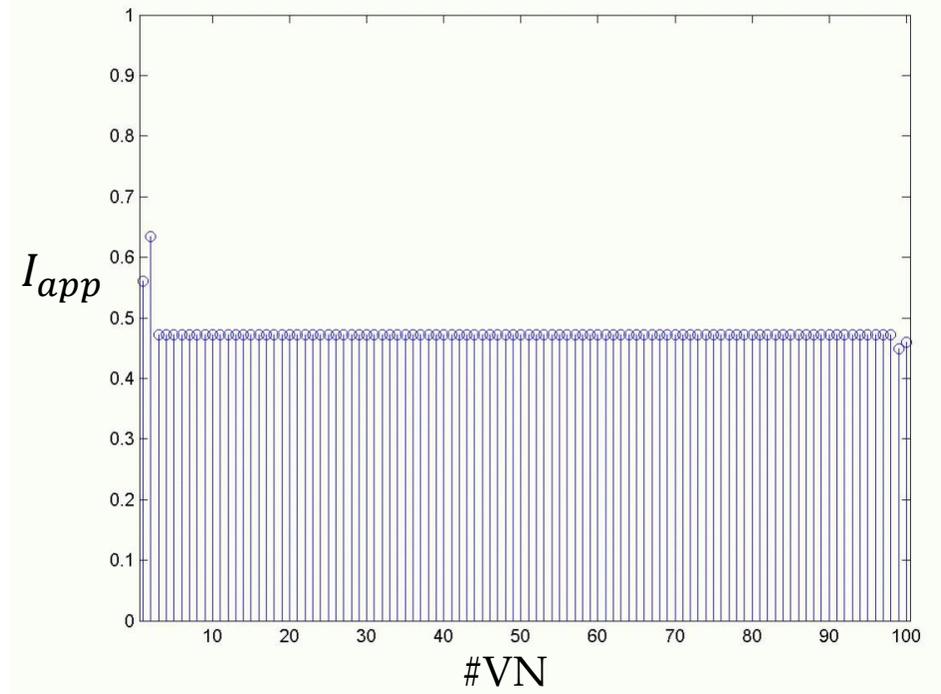
Design de code

Protographe spatialement couplé

- L'analyse du seuil de ces codes se fera par PEXIT



Terminaison classique



Notre direct truncation

Design de code

Protographe spatialement couplé: résultats

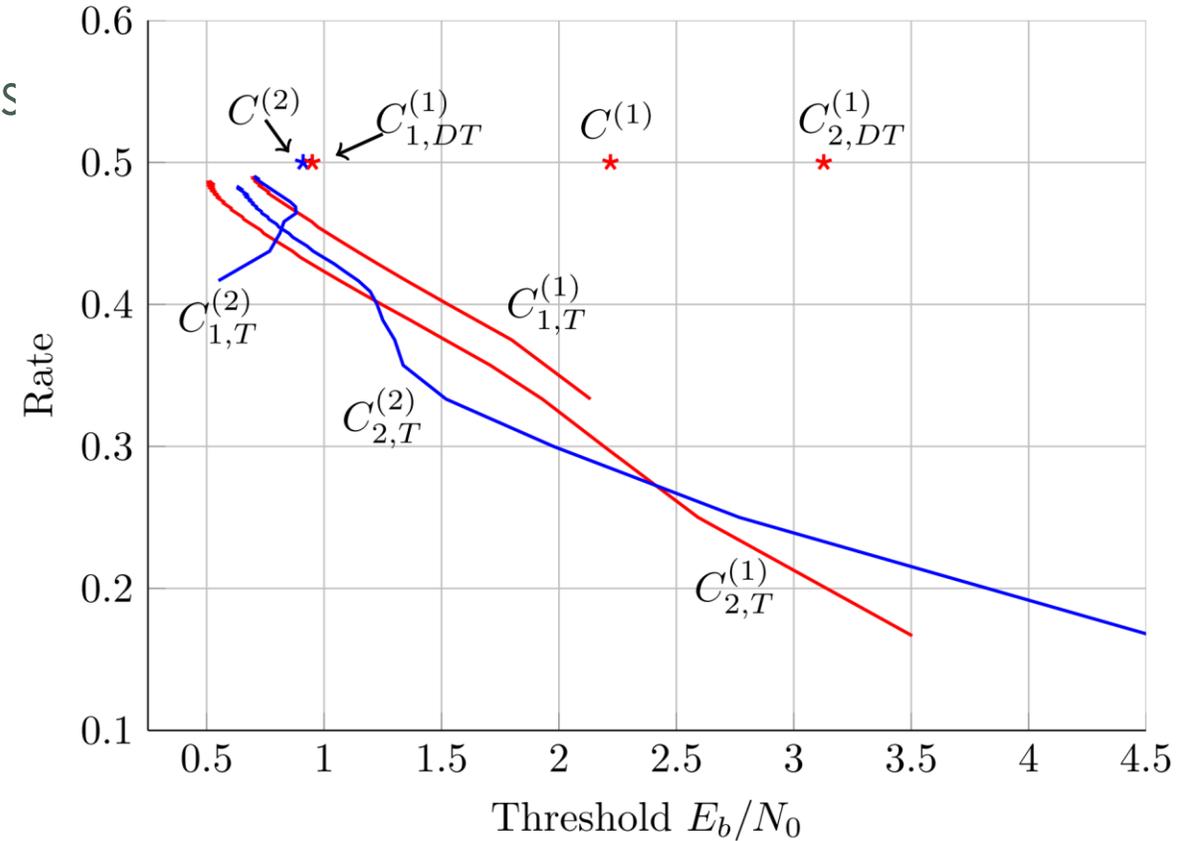
$$C_1^{(1)} \quad B_0 = [1,2], B_1 = [2,1]$$

$$C_2^{(1)} \quad B_0 = B_1 = B_2 = [1,1]$$

$$C_1^{(2)} \quad B_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

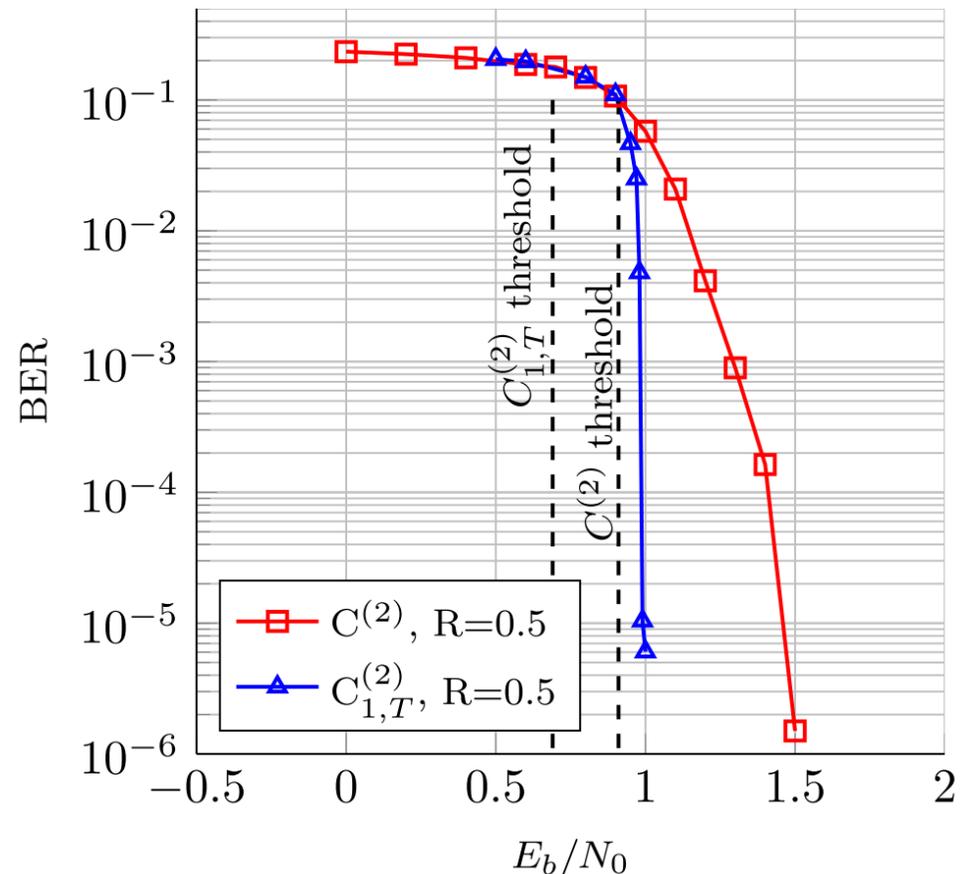
$$C_2^{(2)} \quad B_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 2 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



Design de code

Protographe spatialement couplé



Design de code

Conclusions

Conclusions

- Optimisation des codes GIRA systématiques (pas de doping)
- Optimisation des protographes pour la CPM
- Couplage pour:
 - Améliorer les seuils
 - Construire des codes avec de meilleures propriétés de distance minimale
- Proposition d'une nouvelle terminaison des protographes SC
 - Pas de perte de rendement
 - Gain de couplage

Conclusions

	LDPC non structurés	IRA	Protographe	Protographe SC	(3,6) SC	(3,6) SC DT
Seuil	★ ★ ★	★ ★	★	★ ★	★	★ ★
Encodable	★	★ ★ ★	★ ★ ★	★	★	★ ★
Taille courte	★ ★	★ ★	★ ★ ★	★	★	★ ★ ★
Distance linéaire	★	★	★	★	★ ★	★ ★
Parallélisme	★	★	★ ★ ★	★ ★ ★	★ ★ ★	★ ★ ★
Design	★ ★ ★	★ ★ ★	★ ★	★	-	-

Conclusions

Contributions de la thèse

- Dérivation d'un MAP symbole exact pour la décomposition de Laurent
- Relation entre les décompositions de Laurent et de Rimoldi
- Optimisation de différents codes basés sur des graphes pour la CPM
 - Introduction des VNs de degré 1
 - Dérivation de la condition de stabilité pour les degrés 1
 - Méthode de design générique (LDPC non structurés, GIRA, protographes, SC)
 - Introduction d'une nouvelle terminaison pour le SC sans perte de rendement

Perspectives

- Généralisation du récepteur proposé pour les CPM M-aire (représentation de Mengali)
- Evaluation de la distance minimale
- Optimisation du mapping pour CPM non-binaires pour:
 - Améliorer le seuil des codes protographes et protographes SC
 - Palier aux derniers VNs de la DT
 - Résultats concluants pour les modulations linéaires
- LDPC non-binaires
- Condition de stabilité des degrés 1 pour le LDGM

Publications

Brevet (1)

1. *'Procédé de Génération d'un Banc de Filtres pour la Réception d'un Signal Modulé par une Modulation à Phase Continue, basé sur une Décomposition de Laurent'*

Conférences internationales (5):

1. *'Ensemble Weight Enumerators For Protographs: a Proof of Abu Surra's Conjecture and a Continuous Relaxation for a Faster Enumeration'*, IEEE ISIT 2015
2. *'Protograph-based LDPC Convolutional Codes For Continuous Phase Modulation'*, IEEE ICC 2015
3. *'Design of Systematic GIRA Codes for CPM'*, IEEE ISTC 2014
4. *'Design of Unstructured and Protograph-based LDPC Coded Continuous Phase Modulation'*, IEEE ISIT 2014
5. *'Asymptotic Analysis and Design of LDPC Codes for Laurent-based Optimal and Suboptimal CPM Receivers'*, IEEE ICASSP 2014

Conférences nationales (1):

1. *'Récepteur Exact pour la Décomposition de Laurent pour les CPM'*, GRETSI 2015.

Journaux (2 en préparation)

1. *'Exact MAP receiver for Laurent decomposition'* (en préparation)
2. *'Protograph based LDPC codes for CPM: block codes vs spatially coupled codes'* (en préparation)



Merci pour votre attention!