HAL
open science

Etude comparative de modulations numériques d'une sous-porteuse en radiodiffusion à modulation de fréquence

Pascal Scomazzon

To cite this version:

Pascal Scomazzon. Etude comparative de modulations numériques d'une sous-porteuse en radiodiffusion à modulation de fréquence. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Paul Verlaine - Metz, 1992. Français. ⟨NNT : 1992METZ006S⟩. ⟨tel-01775964⟩

HAL Id: tel-01775964

https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01775964v1

Submitted on 24 Apr 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Autorisation HAL

HAL Authorization

UNIVERSITÉ DE LORRAINE

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

S|M3
92/6
3e ex

THESE

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE - METZ

N° inv.	19920475
Cote	S/M3 92/6
Loc	Magasin

présentée à

L'UNIVERSITE DE METZ

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE METZ EN ELECTRONIQUE

par

Pascal SCOMAZZON

Etude comparative de modulations numériques d'une sous-porteuse en radiodiffusion à modulation de fréquence

Soutenue le 10 janvier 1992 devant la commission d'examen :

Examinateurs :	Mme	M. LUMBRERAS	Professeur à l'Université de Metz
	MM.	H. MERTENS	Ingénieur en chef à l'UER
		J-M. VANZO	Directeur adjoint de l'ESE (Metz)
		S. PERRINE	Professeur associé à l'Université de Metz
		A. TOSSER-ROUSSEY	Professeur à l'ENIM (Metz) Directeur de thèse
Rapporteurs :	MM.	M. ABIGNOLI	Professeur à l'INPL (Nancy 1)
		B. LEPLEY	Professeur à l'Université de Metz
		H. CAUDRON	Directeur adjoint du CERLOR (T.D.F) à Metz Chef du laboratoire T.M.I
Invité :	M.	F. ROUBAUD	Ingénieur à TDF

AVANT-PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire résulte de la collaboration entre le laboratoire Mécatronique Industrielle de l'ENIM (Ecole Nationale d'Ingénieurs de Metz) et le CERLOR (Centre d'Etudes et de Recherche de Lorraine de TéléDifusion de France).

Je suis très reconnaissant à Monsieur A. TOSSER-ROUSSEY, Professeur à l'ENIM, de la confiance qu'il m'a accordée en m'accueillant dans son laboratoire et de son soutien constant au cours de mes travaux.

Que Monsieur H. CAUDRON, Directeur adjoint du CERLOR et chef du laboratoire T.M.I (Technologie des Machines Intelligentes) trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour les nombreux conseils qu'il m'a prodigués tout au long de ce travail et pour la grande disponibilité dont il a fait preuve à mon égard.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Messieurs H. MERTENS, chargé de cours à l'Université de Liège et Ingénieur en chef à l'UER (Union Européenne de Radiodiffusion) et F. ROUBAUD, Ingénieur à TDF pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et les nombreuses suggestions données lors de nos différents entretiens.

Toute ma reconnaissance va également à Messieur B. LEPLEY, Professeur à l'Université de Metz et M. ABIGNOLI Professeur à l'INPL (Institut National Polytechnique de Lorraine) pour avoir accepté d'être rapporteurs de thèse.

Je tiens à remercier Madame M. LUMBRERAS, Professeur à l'Université de Metz, Messieurs S. PERRINE, Professeur associé à l'Université de Metz et Conseiller Technique au Ministère des Postes et Télécommunications,

J-M. VANZO, Directeur adjoint de l'ESE (Ecole Supérieure d'Electricité de Metz), pour leur participation à ce jury de thèse.

Je remercie également Monsieur D. FLAENDER, Directeur du CERLOR et Mademoiselle V. SAISON chef du laboratoire R.C.M (Réseaux de Communication avec les mobiles) d'avoir mis à ma disposition tous les moyens matériels qui ont permis la réalisation de cette thèse.

Que Monsieur J. ARNOULD soit ici remercié, pour l'aide qu'il m'a apportée lors de la rédaction de ce mémoire.

Je remercie enfin toutes les personnes du CERLOR qui ont participé à la réalisation de ce travail.

Sommaire

Introduction **14**

1 Communications numériques sur la voie FM **17**

1.1 Historique et développement au niveau international 17

1.2 Radiodiffusion à modulation de fréquence 19

1.2.1 Rappel concernant les normes d'émission 19

1.2.2 Largeur de bande du signal multiplex 20

1.2.3 Situation en France 21

1.3 Etudes envisagées 23

1.3.1 Systèmes existants 23

1.3.2 Autres techniques 26

2 Choix des modulations et débits admissibles **27**

2.1 Les modulations de fréquence 27

2.2 Les modulations de phase à impulsions limitées en temps . . 28

2.3 Les modulations de phase à impulsions limitées en fréquence . 29

2.3.1 Filtrage en cosinus surélevé 29

2.3.2 Codage à réponse partielle 33

2.4 Conclusion 35

3 Principes des différentes modulations étudiées **37**

3.1 Système à modulation Q^2PSK 37

3.1.1 Rappels sur les modulations QPSK, OQPSK et MSK 37

3.1.2 Principe de la modulation Q^2PSK 40

3.2 Codage duobinaire 48

3.3 Système à modulation AM-PSK 49
3.3.1 Modulation AM-PSK 49
3.3.2 Démodulation AM-PSK 50
3.3.3 Décodage 52
3.4 Modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle (MA BLR) 52
3.5 Système à modulation OQPRS 54
3.5.1 Codage et modulation OQPRS 54
3.5.2 Démodulation OQPRS 55
3.5.3 Décodage 57
3.6 Système à modulation OQPSK et QPSK avec filtrage en cosinus surélevé 57
3.6.1 Codage et modulation OQPSK et QPSK 57
3.6.2 Démodulation OQPSK 58
3.6.3 Décodage 59

4 Performances théoriques des systèmes étudiés 60
4.1 Introduction 60
4.2 Modèle et notations 61
4.3 Approximation à la limite du bruit faible 64
4.4 Performances du RDS 68
4.5 Performances de la modulation AM-PSK 74
4.6 Performances de la modulation Q^2PSK 78
4.7 Critique du modèle 84

5 Principe des simulations 85
5.1 Généralités 85
5.2 Modèle adopté 88
5.2.1 Edition des fichiers de données binaires pseudo-aléatoires 88
5.2.2 Codage et modulation 90
5.2.3 Modulation de fréquence 112
5.2.4 Canal de transmission 114
5.2.5 Démodulation de fréquence 118

5.2.6 Démodulation numérique et décodage 118
5.2.7 Salve d'initialisation 130
5.2.8 Affichage des résultats 131

6 Résultats des simulations **132**
6.1 Présentation 132
6.2 Allure du spectre du signal multiplex FM 134
6.3 Performances en présence de bruit 138
6.3.1 Performances en absence du signal RDS 138
6.3.2 Performances en présence du signal RDS 146
6.4 Performances en présence de bruit et d'un écho 154
6.4.1 Choix de l'écho critique 154
6.4.2 Influence d'un écho sur chaque modulation 162
6.5 Performances en présence d'un défaut de synchronisation . . 183
6.6 Conclusion 184

Conclusion **186**

Annexe 1 **189**

Annexe 2 **193**

Annexe 3 **200**

Annexe 4 **207**

Références bibliographiques **215**

Bibliographie **219**

Liste des figures

1.1 Spectre du signal bande de base multiplex FM 22

2.1 Impulsion de mise en forme pour obtenir le débit théorique de 2 b/s/Hz 31

2.2 Réponse en fréquence du filtre I(f) en cosinus surélevé pour différentes valeurs de roll-off 31

2.3 Impulsion de mise en forme correspondante au filtre en cosinus surélevé pour différentes valeurs de roll-off 31

3.1 Modulateur QPSK 39

3.2 Décalage et mise en forme des signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$ en OQPSK correspondant à la source des données c_k représentée sur la figure 3.1 39

3.3 Décalage et mise en forme des signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$ en MSK correspondant à la source des données c_k représentée sur la figure 3.1 39

3.4 Modulateur Q^2PSK 42

3.5 Mise en forme des signaux de données $c_i(t)$ correspondant à la source des données c_k représentée sur la figure 3.4 en modulation Q^2PSK 42

3.6 Densité spectrale de puissance du signal $s_{Q^2PSK}(t)$ 45

3.7 Pourcentage de puissance émis en bande limitée 45

3.8 Probabilité d'erreur binaire en fonction du rapport $(E_b/N_0)dB$ pour les modulations MSK , $QPSK$ et Q^2PSK. 46

3.9 Démodulateur Q^2PSK 47

3.10 Démodulateur AM-PSK 50
3.11 Modulateur OQPRS ou OQPSK 55
3.12 Démodulateur OQPRS ou OQPSK 56

4.1 Chaîne de transmission 61
4.2 Performances du système RDS en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB
calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 2 et ± 4 kHz 73
4.3 Performances du système RECEPTOR en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB
calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz 77
4.4 Performances de la modulation Q^2PSK en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB
calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz 83

5.1 Chaîne de diffusion numérique 86
5.2 Réponse impulsionnelle du filtre d'émission 91
5.3 Réponse du filtre supplémentaire d'émission $H_s(f)$ passe-bande 95
5.4 Réponse du filtre supplémentaire d'émission $H_s(f)$ en équivalent
bande de base 95
5.5 Partie réelle de l'impulsion de mise en forme normalisée . . . 96
5.6 Partie imaginaire de l'impulsion de mise en forme normalisée 96
5.7 Réponse du filtre supplémentaire d'émission $H_s(f)$ passe-bande 99
5.8 Réponse du filtre supplémentaire d'émission $H_s(f)$ en équivalent
bande de base 99
5.9 Partie réelle de l'impulsion de mise en forme normalisée . . . 100
5.10 Partie imaginaire de l'impulsion de mise en forme normalisée 100
5.11 Réponse en fréquence du filtre d'émission ou de réception en
modulation OQPRS 103
5.12 Impulsions de mise en forme $h_e(t)$ en modulation OQPRS . . 103

5.13 Réponse en fréquence des filtres d'émission ou de réception en modulation OQPSK ($\alpha = 0{,}5$) et QPSK ($\alpha = 0{,}3$) 105
5.14 Impulsion de mise en forme $h_e(t)$ en modulation OQPSK . . 107
5.15 Impulsion de mise en forme $h_e(t)$ en modulation QPSK . . . 107
5.16 Impulsions de mise en forme $i'_1(t)$ et $i'_2(t)$ 110
5.17 Impulsion de mise en forme $h_e(t)$ du système RDS 111
5.18 Diagramme de l'œil de la modulation AM-PSK sans distorsion 122
5.19 Réponse en fréquence du filtre de Nyquist placé en réception 124
5.20 Diagramme de l'œil de la modulation AM-PSK avec filtre de Nyquist en réception 124
5.21 Réponse en fréquence du filtre supplémentaire placé en réception 126
5.22 Diagramme de l'œil de la modution AM-PSK avec filtre de Nyquist à l'émission 126
5.23 Diagramme de l'œil de la modulation OQPRS 128
5.24 Diagramme de l'œil de la modulation OQPSK 128

6.1 Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation Q^2PSK de débit de 19 kb/s en présence du signal RDS. Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc Q^2PSK=± 6 kHz 135
6.2 Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation OQPSK de débit de 19 kb/s en présence du signal RDS. Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc OQPSK=± 6 kHz 135
6.3 Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation OQPRS de débit de 19 kb/s en présence du signal RDS. Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc OQPRS=± 6 kHz 136
6.4 Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation OQPRS de débit de 30 kb/s en présence du signal RDS. Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc OQPRS=± 6 kHz 136

6.5 Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation QPSK de débit de 48 kb/s en présence du signal RDS et du signal pilote.
Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc QPSK=± 6 kHz, exc pilote=± 7,5 kHz 137
6.6 Performances du système RDS en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 2 kHz et ± 4 kHz 141
6.7 Performances de la modulation AM-PSK (version 1) de débit 19 kb/s en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz 142
6.8 Performances de la modulation Q^2PSK (version 1) de débit 19 kb/s en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz 143
6.9 Performances de la modulation OQPRS (version 1) de débit 19 kb/s en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz 144
6.10 Performances de la modulation OQPRS (version 1) de débit 30 kb/s en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz 145

6.11 Performances de la modulation AM-PSK (version 2 et 3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursions : exc AM-PSK=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz . . . 148

6.12 Performances de la modulation Q^2PSK (version 2 et 3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc Q^2PSK=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc Q^2PSK=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz 149

6.13 Performances de la modulation OQPSK (version 2 et 3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc OQPSK=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc OQPSK=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz 150

6.14 Performances de la modulation OQPRS (version 2 et 3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc OQPRS=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc OQPRS=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz 151

6.15 Performances de la modulation OQPRS (version 2 et 3) de débit 30 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc OQPRS=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc OQPRS=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz 152

6.16 Performances de la modulation QPSK (version 2 et 3) de débit 48 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc QPSK=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc QPSK=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz 153
6.17 Déphasage Δ_ϕ pour des retards et phases d'un écho donnés. . 154
6.18 Performances de la modulation AM-PSK en présence d'un écho de phase et de retard variable.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la phase d'un écho.
C/N=22 dB
Excursion : ± 7,5 kHz 157
6.19 Performances de la modulation AM-PSK en présence d'un écho en phase ou en opposition de phase et de retard variable.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du retard d'un écho.
C/N=22 dB
Excursion : ± 7,5 kHz 158
6.20 Performances de la modulation Q^2PSK en présence d'un écho en phase ou en opposition de phase et de retard variable.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du retard d'un écho.
C/N=18 dB
Excursion : ± 7,5 kHz 159
6.21 Performances de la modulation OQPSK en présence d'un écho en phase ou en opposition de phase et de retard variable.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du retard d'un écho.
C/N=18 dB
Excursion : ± 7,5 kHz 160

6.22 Performances de la modulation OQPRS en présence d'un écho en phase ou en opposition de phase et de retard variable. Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du retard d'un écho. C/N=20 dB
Excursion : ± 7,5 kHz 161
6.23 Performances de la modulation AM-PSK (version1) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz 165
6.24 Performances de la modulation AM-PSK (version2) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc AM-PSK 2 = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz
Version 2 : filtre de Nyquist en réception 166
6.25 Performances de la modulation AM-PSK (version3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc AM-PSK 3 = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz
Version 3 : filtre de Nyquist à l'émission 167
6.26 Performances de la modulation Q^2PSK (version1) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz 168
6.27 Performances de la modulation Q^2PSK (version2) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc Q^2PSK = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz . . 169

6.28 Performances de la modulation Q^2PSK (version3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc Q^2PSK = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz . . 170
6.29 Performances de la modulation OQPSK (version1) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPSK = ± 7,5 kHz 171
6.30 Performances de la modulation OQPSK (version2) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPSK = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz . . 172
6.31 Performances de la modulation OQPSK (version3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPSK = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz . . 173
6.32 Performances de la modulation OQPRS (version1) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 7,5 kHz 174
6.33 Performances de la modulation OQPRS (version2) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz . . 175

6.34 Performances de la modulation OQPRS (version3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz . . 176
6.35 Performances de la modulation OQPRS (version1) de débit 30 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 7,5 kHz 177
6.36 Performances de la modulation OQPRS (version2) de débit 30 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz . . 178
6.37 Performances de la modulation OQPRS (version3) de débit 30 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz . . 179
6.38 Performances de la modulation QPSK (version1) de débit 48 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc QPSK = ± 7,5 kHz 180
6.39 Performances de la modulation QPSK (version2) de débit 48 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc QPSK = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz . . . 181

6.40 Performances de la modulation QPSK (version3) de débit 48 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc QPSK = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz . . . 182

Introduction

Depuis quelques années, la diversification et la croissance des services télématiques (vidéotex, télécopie, microordinateurs communicants ...) a contribué au développement des services de transmissions de données. L'idée d'assurer, au sein d'un même réseau, une large gamme d'applications a conduit ces dernières années au développement d'un réseau à caractère universel : Le Réseau Numérique à Intégration de Services (RNIS). NUMERIS, nom commercial des services du RNIS adopté par FRANCE TELECOM, permet à l'usager de disposer, à partir d'un même accès, de services aussi divers que la téléphonie, la télématique ou la vidéocommunication. Cependant, soit par souci économique (récepteurs grand public) soit par impossibilité physique (récepteurs mobiles), certaines applications ne peuvent prétendre à un raccordement à ce type de réseau.

Le mode de transmission par voie hertzienne permet d'accéder à n'importe quel type de récepteur. Le système RDS (Radio Data System) offre aux radiodiffuseurs une voie souple pour la diffusion de données en accompagnement de leurs programmes en modulation de fréquence. Sa mise en œuvre qui demande un faible investissement, autorise une couverture nationale. Il permet une vaste gamme d'applications en particulier celles prévues pour être exploitées dans les récepteurs d'automobiles [KOP 1]. TDF (TéléDiffusion de France) commercialise par ailleurs un service de radiomessagerie basé sur ce système [FRO]. Ces différentes applications nécessitent une quantité d'information peu importante, particulièrement bien adaptée au débit du RDS (1187,5 b/s).

De nouvelles applications telles que le téléaffichage, le radiotexte ou la diffusion d'images fixes présentent un intérêt croissant; elles imposent des débits plus importants et conduisent à envisager de nouveaux systèmes de diffusion sur support FM. L'étude proposée par le CERLOR (Centre d'Etudes et de Recherche de Lorraine) s'inscrit dans ce projet et consiste à déterminer une technique de codage et de modulation numérique compatible avec le système RDS offrant la même souplesse d'exploitation mais de débit 16 à 25 fois supérieur.

Le choix d'une technique de modulation repose sur les différentes contraintes physiques telles que le débit, la bande allouée liée à la règlementation et les performances en présence des différentes distorsions subies par le signal. Les deux premiers aspects sont présentés dans les deux premiers chapitres où quatre types de modulation sont sélectionnés. Les principes de chaque modulation sont présentés dans le troisième chapitre.

La connaissance de la structure des émetteurs et des récepteurs utilisés permet de constituer des modèles qui approchent plus ou moins bien la réalité suivant le degré de complexité de calcul. A partir de ces modèles, nous pouvons estimer les performances des systèmes en terme de taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport de la puissance de la porteuse à la puissance de bruit en réception.

Le chapitre 4 présente l'étude des performances du système RDS et des modulations AM-PSK et Q^2PSK par une méthode analytique développée par H. Caudron [CAU 1]; cette dernière permet un calcul exact dans la limite de validité du modèle utilisé. Les performances théoriques sont obtenues sous l'hypothèse d'un canal sans distorsion, affecté seulement d'un bruit blanc additif gaussien.

Des programmes de simulation numérique à partir de modèles généralement plus réalistes pouvant inclure des défauts qu'un calcul analytique ne peut prendre en compte peuvent également founir des résultats

approchés. Nous avons élaboré un module informatique ELMER (Etude Logicielle de Modulations En Radiodiffusion) simulant les systèmes de diffusion de données sur la voie FM; il comprend plusieurs programmes développés en langage C sur une station de travail SUN 4. Ces programmes décrits dans le cinquième chapitre sont validés par la concordance des résultats obtenus, sous l'hypothèse d'un canal sans distorsion, par les deux méthodes de calcul et dans le cas du RDS par des mesures expérimentales. Le dernier chapitre donne les résultats de l'exploitation des programmes en présence de distorsions externes ou internes au récepteur.

Chapitre 1

Communications numériques sur la voie FM

1.1 Historique et développement au niveau international

En radiodiffusion à modulation de fréquence, une grande largeur de bande est employée pour obtenir un service de bonne qualité. Cependant, il a été constaté qu'il était possible d'insérer des programmes supplémentaires sans qu'il en résulte une diminution notable de la qualité des programmes. Depuis la XIème Assemblée plénière du CCIR à Oslo en 1966, certaines administrations et certains organismes de radiodiffusion ont effectué des travaux théoriques et expérimentaux relatifs à la radiodiffusion stéréophonique. A la suite de ces travaux, des émissions stéréophoniques destinées au public et effectuées avec un émetteur unique à modulation de fréquence ont été introduites dans un grand nombre de pays.

La transmission de données et de son supplémentaires sur une sous-porteuse ajoutée au signal d'une émission en modulation de fréquence a été expérimentée avec succès puis mise en œuvre pour diverses applications par de nombreux radiodiffuseurs aux Etats-Unis et dans plusieurs pays

européens. Parmi les systèmes les plus connus, citons le SCA (Subsidiary Channel Authorization) plus communément appelé Storecasting, qui transmet aux Etats-Unis des programmes musicaux (musique de fond dans les lieux commerciaux, restaurants, etc.). Le premier système européen de ce type fut le système ARI (Autofahrer Rundfunk Information : informations radiodiffusées pour automobilistes) développé en Allemagne de l'ouest dans les années soixante-dix. Ce système avait pour objet d'identifier les émissions de radio en modulation de fréquence au profit des automobilistes, en raison de l'extension limitée des zones de services des émetteurs en bande II et pour éviter de raccorder fréquemment les récepteurs en cas de voyages sur des grandes distances. Bien qu'il offre une aide élémentaire aux auditeurs pour accorder leurs récepteurs, ses possibilités sont assez limitées, du fait du très petit nombre de codes que permet de diffuser la technique de modulation analogique employée. Le système MBS est un service de radiomessagerie qui a été conçu en Suède et a contribué avec le système ARI au développement du système de radiodiffusion de données R.D.S (Radio Data System). Les premières études du R.D.S ont été menées par l'UER (Union Européenne de Radiodiffusion) à partir de 1974 et ont abouti à la spécification du système en 1984 [SPE].

Aujourd'hui, diverses entreprises ou centres de recherche mènent de façon autonome d'autres types de travaux pour des applications diverses. TDF s'est intéressé à certains de ces systèmes qui ont la particularité de proposer des débits importants. Avant de présenter les principaux nouveaux-nés nous allons procéder à quelques rappels concernant les normes d'émission en radiodiffusion à modulation de fréquence.

1.2 Radiodiffusion à modulation de fréquence

1.2.1 Rappel concernant les normes d'émission

Les normes d'émission pour la radiodiffusion sonore à modulation de fréquence en ondes métriques sont décrites dans la recommandation 450-1 du CCIR (1982)(voir annexe 1).

Il existe deux types d'émission à modulation de fréquence qui se distinguent principalement par le message qu'elles transportent :

- les émissions monophoniques,
- les émissions stéréophoniques.

Dans le cas d'émissions monophoniques, le signal radiofréquence est constitué d'une porteuse modulée en fréquence par le signal son (préaccentué) à transmettre avec, en France, une déviation maximale de ± 75 kHz.

En émission stéréophonique à fréquence pilote, le signal radiofréquence est constitué d'une porteuse modulée en fréquence par un signal en bande de base, appelé dans ce cas "signal multiplex stéréophonique". En France, la déviation maximale de la porteuse est de ± 75 kHz. Le signal multiplex stéréophonique est la somme de trois signaux:

- Un signal M (préaccentué) égal à la demi somme des signaux des voies G (gauche) et D (droite) correspondant aux deux voies stéréophoniques.
- Un signal S (préaccentué), égal à la demi différence des signaux G et D précédents, modulé en amplitude à porteuse supprimée autour d'une sous-porteuse située à 38 kHz.
- Un signal appelé pilote dont la fréquence fixe de 19 kHz est exactement la moitié de celle de la sous-porteuse du signal S.

Dans le cas d'émission de signaux supplémentaires tels que les signaux d'informations numériques, le signal bande de base est constitué de la somme du signal monophonique ou du signal multiplex stéréophonique dont l'amplitude est au moins égale à 90 % de la valeur maximale du signal bande de base (ce qui correspond à la déviation maximale de fréquence) et des signaux supplémentaires dont l'amplitude maximale est au plus égale à 10 % de cette même valeur. L'insertion des signaux supplémentaires dans le signal bande de base ne doit pas détériorer la qualité de réception du programme principal monophonique ou stéréophonique. La recommandation 450-1 du CCIR précise que la fréquence de toute sous-porteuse de signaux supplémentaires doit être comprise entre 15 et 23 kHz ou entre 53 et 76 kHz.

1.2.2 Largeur de bande du signal multiplex

La recommandation 450-1 laisse une liberté en ce qui concerne la largeur de bande du signal bande de base multiplex dans le cas d'émission de signaux supplémentaires. L'émission d'un signal d'information supplémentaire modulé autour d'une sous-porteuse située à 76 kHz ne doit pas interférer avec les programmes existants. Autrement dit, l'encombrement spectral du signal supplémentaire sera limité uniquement au niveau de la bande latérale inférieure. L'utilisation d'une modulation d'amplitude à bande latérale réduite ou unique (MA BLR ou MA BLU) où l'on conserve uniquement la bande latérale supérieure ne trouve aucune limitation donnée par la recommandation en ce qui concerne l'encombrement spectral. Nous savons que la largeur de bande du signal radiofréquence dépend de la largeur de bande du signal multiplex modulant. Le spectre d'un signal modulé en fréquence est en théorie à bande infinie mais en pratique à bande limitée. Il est nécessaire de connaître avec précision la largeur de bande occupée afin de prévoir un service acceptable dans les bandes adjacentes. La règle de Carson permet de calculer très approximativement la largeur de bande du signal modulé. Cette règle, donnée dans le rapport 1065 du CCIR (1986) (voir annexe 2),

ne saurait dispenser en aucun cas d'effectuer des mesures pour chaque application. Seule la mesure des rapports de protection permettra de vérifier si le système est conforme à la recommandation 412-4 du CCIR (1986) (voir annexe 3).

Le rapport 1065 apporte quelques précisions en ce qui concerne la fréquence maximale de modulation. Il indique qu'en émission de signaux d'information supplémentaires la fréquence maximale peut atteindre 76 kHz. Bien que ce rapport ne constitue pas une recommandation, dans la suite de cette étude nous respecterons sauf indication contraire la limite de 76 kHz comme fréquence maximale du signal bande de base multiplex FM.

1.2.3 Situation en France

En France, TDF exploite le système R.D.S dont la bande occupée est de ± 2,375 kHz autour de la sous-porteuse située à 57 kHz. La spécification du système R.D.S recommande une déviation de ± 2kHz de la porteuse principale due à la sous-porteuse non modulée. Cependant cette valeur non obligatoire peut atteindre ± 7,5 kHz et il n'est pas rare qu'elle soit en pratique de ± 4 kHz. Le signal R.D.S peut être émis simultanément avec des émissions monophoniques ou avec des émissions stéréophoniques. La figure 1.1 illustre l'allure du spectre du signal bande de base multiplex FM dans le cas d'émissions stéréophoniques en présence du signal R.D.S.

Nous pouvons constater sur la figure 1.1, qu'une bande de 15 kHz située entre les fréquences 61 kHz et 76 kHz reste inoccupée. Les systèmes que nous nous proposons d'étudier doivent être conçus en parfaite compatibilité avec les programmes existants et conformes à la recommandation 450-1 du CCIR avec les réserves que nous avons précisées précédemment. La largeur de bande maximale doit être par conséquent de ± 7,5 kHz autour d'une sous-porteuse située à 68,5 kHz. Le choix d'un type de codage et de modulation impose un débit de symboles f_b dépendant de la bande occupée donnée. Afin

Figure 1.1: Spectre du signal bande de base multiplex FM

de comparer les différentes techniques, nous nous fixerons une valeur de débit et l'occupation spectrale du signal devra être inférieure ou égale à 15 kHz. Ces signaux supplémentaires devront pouvoir coexister avec des émissions stéréophoniques ou monophoniques. Autrement dit, la démodulation des signaux numériques ne doit pas nécessiter la présence du signal pilote à la fréquence de 19 kHz pour assurer une synchronisation d'une sous-porteuse reconstituée avec la sous-porteuse émise ou pour la récupération de l'horloge des données binaires.

1.3 Etudes envisagées

1.3.1 Systèmes existants

Dans le cadre d'une veille technologique, TDF s'intéresse à des systèmes de diffusion de données qui ont été conçus par des constructeurs pour des applications diverses. Deux systèmes ont été évalués soit au CERIM (Centre d'Etudes et de Recherche d'Issy et de Meudon) soit au CERLOR. L'évaluation des performances de ces systèmes a été réalisée par des mesures expérimentales complétées par des simulations informatiques.

La société américaine AT&E a étudié et développé les divers éléments constitutifs d'un système de diffusion de données sur la voie FM. Le système RECEPTOR est initialement conçu pour assurer un service de radiomessagerie. Le protocole, tel qu'il a été défini, permet cependant l'extension à d'autres applications de la diffusion de données. L'intégration du récepteur dans une montre présente un attrait commercial important et constitue le principal facteur d'intérêt [ROU 1].

La société N.H.K (Japan Broadcasting Corporation) a de son côté développé un autre système, dont les applications peuvent être très diverses (télétexte, son numérique, etc.) [KUR]. Le principal intérêt de ce système se trouve dans le débit important de 48 kb/s qu'il offre tout en restant compatible avec le système R.D.S.

Nous décrivons ici l'aspect technique de la couche physique de ces deux systèmes, ainsi que des éventuelles modifications à apporter pour assurer une parfaite compatibilité avec le système R.D.S.

Le système RECEPTOR

Le débit binaire brut de modulation (c'est à dire avant tout traitement correcteur d'erreurs) est de 19 kb/s. Le signal de données est codé en

duobinaire puis modulé en amplitude à double bande latérale à sous-porteuse supprimée autour d'une sous-porteuse de fréquence $f_{sp} = 66,5$ kHz. Ce type de modulation est couramment dénommé AM-PSK. Le codage duobinaire est effectué par un filtrage en cosinus jusqu'à la demi- fréquence bit du signal de données. Ce filtrage est équiréparti entre la source et le récepteur. L'occupation spectrale est de ± 9,5 kHz autour de la sous-porteuse. Le spectre du signal RECEPTOR est donc compris dans la bande 57-76 kHz. Nous pouvons donc remarquer que les deux spectres des signaux R.D.S et RECEPTOR se recouvrent et rendent le système RECEPTOR incompatible avec la présence du signal R.D.S.

Le système RECEPTOR est initialement prévu pour être émis avec un niveau d'injection du signal correspondant à $\pm 7,5$ kHz de déviation de fréquence de la porteuse principale ce qui correspond au maximum disponible pour les signaux supplémentaires. De ce point de vue, il n'est donc encore pas compatible avec l'utilisation simultanée du système R.D.S.

La compatibilité des deux systèmes peut être obtenue en filtrant astucieusement la partie basse du spectre du signal émis de façon à ne pas empiéter sur le spectre R.D.S. La déviation de la porteuse principale due au signal RECEPTOR doit être réduite de ± 7,5 kHz à ± 6 kHz voire ± 4 kHz. Ces deux opérations vont évidemment tendre à diminuer les performances du système, ce que nous proposons d'étudier par simulations informatiques.

La stucture du démodulateur-décodeur peut présenter également quelques défauts qui méritent notre attention.

Le système RECEPTOR utilise le signal pilote à 19 kHz pour la récupération de la phase et de la fréquence de la sous-porteuse (3,5x19 kHz) et de l'horloge numérique (19 kHz). Ce procédé présente l'avantage de simplifier la structure du récepteur mais impose également les contraintes suivantes :

- Le signal RECEPTOR doit être diffusé uniquement avec le signal sté-

réophonique ce qui diminue les potentialités du système.

- Les codeurs doivent être réglés en phase avec le signal pilote de l'émetteur et cette relation doit être stable dans le temps.

Le décodage des informations au niveau du récepteur est effectué par un décodeur à seuils fixes. Ce type de décodeur n'est pas optimal, un autre procédé tel que le décodeur de Viterbi [ALA] permettrait d'augmenter les performances du système en présence de bruit.

Le système proposé par la N.H.K

Le débit binaire brut de modulation est de 48 kb/s. Pour y parvenir, le procédé de modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) filtré par un filtre en cosinus surélevé de paramètre (roll-off) $\alpha = 0,3$ est employé. Le signal de données est modulé autour d'une sous-porteuse de fréquence 76 kHz. La bande occupée par le signal est de 31,2 kHz autour de cette même sous-porteuse. Le spectre se situe entre les fréquences 60,4 et 91,6 kHz. La fréquence maximale du spectre du signal R.D.S étant de 59,375 kHz, le signal N.H.K est parfaitement compatible avec le système R.D.S. Cependant la fréquence maximale du signal bande de base multiplex est largement supérieure aux 76 kHz que nous nous sommes donnés comme limite à ne pas dépasser. On est en droit de se demander si le système ne contribuera pas à émettre un signal modulé en fréquence qui pourrait interférer avec les canaux adjacents. Au Japon, le problème ne se pose pas car l'espacement entre deux canaux est de l'ordre de 700 kHz, alors qu'en France l'espacement minimal est de 100 kHz. En fait cet éventuel problème est difficilement observable par des simulations. Comme nous l'avons dit au paragraphe (1.2.2), seules les mesures des rapports de protection ainsi que des essais réels peuvent innocenter le système.

Le niveau d'injection du signal de données est prévu pour que la déviation de la porteuse principale ne dépasse pas 2,5 % de la valeur ma-

ximale de 75 kHz donnée par la recommandation 450-1 du CCIR. Ce choix contribue à le rendre parfaitement compatible avec une émission R.D.S.

Le récepteur utilise une boucle de Costas, ce qui permet une synchronisation du signal régénéré à partir du signal reçu pour assurer une démodulation cohérente. L'émission du pilote n'est donc pas nécessaire pour assurer une bonne réception, et l'émission d'un tel signal peut se faire aussi bien avec des émissions stéréophoniques qu'avec des émissions monophoniques.

1.3.2 Autres techniques

TDF se devait, avant de prendre certaines décisions, d'étudier d'autres techniques en matière de codage et de modulation numérique appliquées à la diffusion de données en bande II. La simulation informatique est un moyen de modéliser les systèmes et permet d'en évaluer les performances.

Afin de comparer les performances de différentes techniques de codage et de modulation avec celle employée par le système RECEPTOR, il a été décidé de fixer le débit utile des sytèmes à 19 kb/s. La bande maximale du signal supplémentaire doit être de 15 kHz. Bien que le débit 19 kb/s soit pris comme hypothèse de travail, certaines techniques de modulation permettront d'atteindre un débit plus important tout en respectant la contrainte de bande. Leurs cas seront également considérés.

Le choix et les principes des modulations qui seront simulées sont présentés dans les chapitres suivants.

Chapitre 2

Choix des modulations et débits admissibles

Dans ce chapitre, nous faisons une brève revue des différentes modulations numériques susceptibles de se conformer au cahier des charges donné. Suite à une étude bibliographique, nous présentons les principales caractéristiques des techniques envisageables. La description des principes de chaque procédé retenu sera donnée dans le chapitre suivant.

Le choix d'un procédé de modulation repose sur différents critères en relation avec les caractéristiques internes et externes du canal telles que :

- L'encombrement spectral,
- le comportement vis-à-vis du bruit,
- la résistance aux distorsions,
- la complexité du récepteur.

L'encombrement spectral doit être tel qu'il garantisse la protection du canal occupé par le système RDS. Il faut donc choisir des codages et modulations dont la décroissance spectrale est compatible avec la bande non utilisée pour le débit minimal que l'on s'est fixé.

2.1 Les modulations de fréquence

Ces dernières années, de nombreux travaux ont été réalisés afin de développer des modulations numériques de fréquence ayant de bonnes décroissances spectrales. Ces types de modulations sont à enveloppe constante, ce qui est particulièrement intéressant lorsqu'on se trouve en présence de canaux non linéaires comme le canal satellite ou en présence de fading dû à la propagation d'ondes par trajets multiples rencontrée en diffusion vers des mobiles. On pourrait citer les modulations TFM (*Tamed Frequency Modulation*) [FRA], GTFM (*Generalized Tamed Frequency Modulation*) [KAH1],[KAH2] et GMSK (*Gaussian filtered Minimum Shift Keying*) [KAS] qui a été retenue pour le système de radiotéléphone numérique proposé par le GSM (*Groupe Special Mobile*). Malheureusement, d'après les contraintes que nous nous sommes fixées, les débits maximaux que l'on peut atteindre dans des conditions acceptables sont de 9,6 kb/s dans 15 kHz de bande et sont par conséquent inférieurs aux débits désirés.

2.2 Les modulations de phase à impulsions limitées en temps

Nous nous sommes donc intéressés à des procédés de modulation ayant une efficacité spectrale beaucoup plus importante; c'est particulièrement le cas pour les modulations de phase à plusieurs états. Le nombre d'états est toutefois limité par les performances obtenues en présence de bruit. Ce type de modulation transmet des symboles rectangulaires de durée limitée T_s. La densité spectrale de puissance est à bande illimitée et présente des lobes secondaires importants. Il devient alors nécessaire de filtrer la sous-porteuse en sortie du modulateur, ce qui engendre une dégradation des performances obtenues en présence de bruit, causée par l'interférence entre les symboles (IES) créée.

On peut rendre le spectre plus compact autour de la sous-porteuse en modifiant la forme des symboles. Ainsi la modulation MSK (*Minimum Shift Keying*) , qui peut être également considérée comme une modulation de fréquence, utilise des impulsions de mise en forme sinusoïdales de durée 2T où T représente la période du train de données. Elle contient 99% de la puissance totale du signal dans une bande d'environ 1,2/T. En modulation QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) ou OQPSK (*Offset Quadrature Phase Shift Keying*), une bande de 8/T est nécessaire [SUB]. Dans une bande de 1,2/T, le pourcentage de puissance émise est de 90,6 % [DEB 1]. Dans ces conditions, les débits que l'on pourrait atteindre sont de l'ordre de 6 kb/s, très en dessous de la limite acceptable. La modulation Q^2PSK (*Quadrature Quadrature Phase Shift Keying*) utilise deux impulsions de mise en forme sinusoïdales orthogonales associées à deux porteuses en quadrature [DEB 1]. L'efficacité spectrale en est donc doublée, nous pouvons ainsi atteindre un débit de l'ordre de 12 kb/s dans les conditions définies précédemment. En filtrant plus sévèrement le signal en sortie du modulateur et aux dépens des performances vis-à-vis du bruit, un débit de 19 kb/s peut être obtenu. Le démodulateur qui constitue le détecteur optimal en absence d'interférence entre les symboles et, comme pour la modulation MSK, les circuits de synchronisation avec la sous-porteuse et le train de données qui sont très simples à mettre en œuvre [DEB 1] sont les principaux facteurs d'intérêt de ce type de modulation.

2.3 Les modulations de phase à impulsions limitées en fréquence

2.3.1 Filtrage en cosinus surélevé

Tous les schémas que nous venons de voir emploient des impulsions de mise en forme strictement limitées dans le temps. Cette approche d'impulsion

limitée en temps impose un spectre infini qui décroît de façon asymptotique. A l'inverse, une approche d'impulsion limitée en bande consiste à choisir des impulsions conformes au premier critère de Nyquist. Le spectre est strictement limité en bande tout en conservant l'absence d'IES aux instants d'échantillonnage nT. On montre que dans ces conditions la bande minimale utile pour un débit d'éléments binaires donné $f_b = \frac{1}{T}$ bits/seconde (ou $f_s = \frac{1}{T_s}$ symboles/seconde si l'on considère des symboles non binaires) est de $\frac{f_b}{2}$ Hz. Dans ce cas, l'impulsion de mise en forme i(t) décrit une fonction sinus cardinal du type:

$$i(t) = \frac{sin(\pi f_b t)}{\pi f_b t}$$

Comme le montre la figure 2.1, cette expression présente une lente décroissance dans le temps avec des zéros à tous les instants $n/f_b = nT$ secondes où n est un entier non nul. Ainsi le débit théorique maximal que l'on peut atteindre est de 2 b/s/Hz en bande de base. Malheureusement, le filtre passe-bas centré à l'origine des fréquences correspondant à ce type d'impulsion présente une discontinuité qui rend sa réalisation physique impossible. Nyquist a substitué à ce filtre une famille de filtres à fonctions de transfert continues qui présentent un intérêt pratique. Elles ont une forme dite en cosinus surélevé. Leur équation générale est la suivante :

$$I(f) = \begin{cases} 1 & si \;\; 0 \leq f \leq f_c(1-\alpha) \\ cos^2 \frac{\pi}{4\alpha f_c}(f - (1-\alpha)f_c) & si \;\; f_c(1-\alpha) \leq f \leq f_c(1+\alpha) \\ 0 & si \;\; f \geq f_c(1+\alpha) \end{cases} \qquad (2.1)$$

avec $f_c = \frac{1}{2T}$ et $0 \leq \alpha \leq 1$

Le paramètre α, appelé facteur de débordement (*roll-off factor*), détermine le débordement de la bande de $I(f)$ par rapport à la bande minimale de Nyquist $\frac{1}{2T}$. La figure 2.2 donne la réponse en fréquence $I(f)$

Figure 2.1: Impulsion de mise en forme pour obtenir le débit théorique de 2 b/s/Hz

Figure 2.2: Réponse en fréquence du filtre I(f) en cosinus surélevé pour différentes valeurs de roll-off

Figure 2.3: Impulsion de mise en forme correspondante au filtre en cosinus surélevé pour différentes valeurs de roll-off

de ce filtre pour différentes valeurs du paramètre de roll-off α. La figure 2.3 donne la forme de l'impulsion $i(t)$ correspondante pour les différentes valeurs de roll-off. La décroissance de l'impulsion est d'autant plus rapide que α est proche de 1. Notons que pour un roll-off de 0, on retrouve l'impulsion correspondante à la bande minimale de Nyquist.

Le système RDS a recours à ce type de filtrage. Chaque élément binaire de la source, après codage différentiel, donne lieu à une double impulsion impaire dont la mise en forme est équirépartie entre l'émission et la réception par deux filtrages identiques. La réponse en fréquence de ces deux filtres combinés est décrite par l'équation (2.1) où α est égal à 1 et la fréquence de coupure f_c est égale à la fréquence bit $f_d = 1/t_d$ si t_d est la durée d'un bit. L'expression correspondante devient:

$$I(f) = \begin{cases} cos^2 \frac{\pi f t_d}{4} & si \;\; 0 \leq | f | \leq \frac{2}{t_d} \\ 0 & si \;\; | f | \geq \frac{2}{t_d} \end{cases}$$

Le signal de données module en amplitude la sous-porteuse à 57 kHz, la sous-porteuse est supprimée. Le débit brut du système est de 1187,5 b/s pour une bande occupée de 4750 Hz.

Un tel système transposé dans une bande de 15 kHz autour d'une sous-porteuse à 68,5 kHz permettrait d'obtenir un débit brut de 3750 b/s. Ce type de modulation est particulièrement simple à réaliser mais ses performances en ce qui concerne l'utilisation de la bande sont très en dessous de ce qu'il est possible d'obtenir.

La modulation OQPSK est une modulation numérique bidimensionnelle. Deux porteuses de même fréquence mais en quadrature de phase sont modulées en amplitude par deux signaux d'informations numériques où les symboles de durée 2T sont décalés de la période T. En modulation QPSK, les symboles ne sont pas décalés de la période T. L'intérêt de ce décalage en modulation OQPSK est justifié au paragraphe suivant, lors de la description

des principes de chaque modulation. Pour une même bande, l'utilisation de deux porteuses déphasées de 90 ° permet de doubler le débit obtenu par une modulation monodimensionnelle où la porteuse en quadrature n'est pas utilisée. Un tel procédé n'était pas envisageable pour le système RDS qui se devait d'être compatible avec le système ARI [SPE] adopté par la commission technique de l'UER en 1974 et qui utilise la même sous-porteuse que le système RDS mais déphasée de 90 ° ± 10 °.

En modulation OQPSK, les deux signaux d'informations numériques sont constitués d'une série d'impulsions, de niveau ± 1 espacées de la durée 2T, mises en forme par un filtre en cosinus surélevé. Le roll-off de 0,5 et la fréquence de coupure égale à 1/4T permettent d'obtenir un débit de 19 kb/s dans 14,25 kHz de bande centrée sur la porteuse. Le filtrage peut être équiréparti entre l'émission et la réception. Dans ce cas, la réponse en fréquence du filtre d'émission est égale à la réponse en fréquence du filtre de réception. Le produit de leurs fonctions de transfert donne la fonction de transfert du filtre en cosinus surélevé défini précédemment. On dit que ces deux filtres sont adaptés ce qui maximalise le rapport signal à bruit à l'entrée du récepteur et améliore donc les performances en présence de bruit.

Le procédé utilisé dans le système proposé par la N.H.K est une modulation QPSK, dont les signaux numériques sont mis en forme par des filtres en cosinus surélevé de paramètre (roll-off) $\alpha = 0,3$. Le débit ainsi obtenu est de 48 kb/s dans 31,2 kHz de bande autour de la porteuse (dans notre cas, il s'agit de la sous-porteuse de fréquence 76 kHz).

2.3.2 Codage à réponse partielle

Il est possible d'optimiser l'utilisation de la bande et d'atteindre le débit théorique maximal de 2 b/s/Hz en utilisant les procédés de codage à réponse partielle. D'une manière générale, un codage à réponse partielle consiste à produire un signal à L niveaux par addition pondérée de n bits

consécutifs du signal de données initial. De ce fait, la réponse du signal aux instants d'échantillonnage dépend partiellement du bit considéré. Cinq classes de codes à réponse partielle ont été proposées par Kretzmer [KRE] et développées par Kabal et Passupathy [KAB]. Nous nous sommes intéressés à des applications de la classe 1 qui correspond au codage duobinaire introduit par Lender [LEN]. Ce code correspond à l'addition arithmétique de deux bits successifs. Cette opération peut être réalisée simplement par un filtre transversal. Pour limiter la bande du signal on place en série un filtre passe-bas idéal de fréquence de coupure f_c égale à 1/2T où T est la période bit. La réponse en fréquence de ces deux filtres combinés est:

$$I(f) = \begin{cases} 2cos(T\pi f) & si \quad |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0 & si \quad |f| \geq \frac{1}{2T} \end{cases} \tag{2.2}$$

Le signal issu de ce filtre est un signal à trois niveaux d'amplitude caractéristiques d'un signal duobinaire. Comme nous l'avons vu pour la modulation OQPSK, le filtrage peut être équiréparti entre l'émission et la réception, ce qui optimise le fonctionnement en présence de bruit.

La modulation AM-PSK est une simple modulation d'amplitude à porteuse supprimée, le signal modulant est le signal de données codé en duobinaire décrit ci-dessus. Ce procédé de modulation présente une efficacité spectrale de 1 b/s/Hz et permet donc d'atteindre un débit de 15 kb/s dans 15 kHz de bande.

Ce type de modulation est celui employé dans le système RECEPTOR. Le débit est de 19 kb/s et l'occupation spectrale est de 19 kHz autour de la sous-porteuse de fréquence 66,5 kHz. La bande latérale inférieure du spectre du signal débute à la fréquence de 57 kHz (qui correspond à la fréquence de la sous-porteuse du signal R.D.S). Le recouvrement des spectre peut être évité en employant une modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle.

L'utilisation d'une modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle

par rapport à une modulation d'amplitude double bande tolère des débits plus importants pour une même occupation de bande mais, comme en modulation OQPSK, l'utilisation de deux porteuses en quadrature modulées par des signaux codés en duobinaire double le débit. La modulation OQPRS (*Offset Quadrature Partial Response Systems*) correspond à ce type de modulation et permet donc d'obtenir un débit de 30 kb/s dans une bande de 15 kHz.

L'utilisation des codes à réponse partielle présente donc l'avantage d'augmenter l'efficacité spectrale. En revanche, le signal codé duobinaire présente trois niveaux d'amplitude possibles aux instants d'échantillonnage. Le système de détection comporte donc deux seuils ce qui augmente la sensibilité au bruit par rapport à une détection binaire à un seul seuil. On peut donc s'attendre pour la modulation OQPRS à des performances inférieures vis-à-vis du bruit à celles de la modulation OQPSK.

2.4 Conclusion

Dans la suite de ce document, nous comparons les performances de cinq modulations dont le débit est fixé à 19 kb/s. La solution permettant d'obtenir un débit de 30 kb/s est également exposée. Enfin nous étudions le procédé employé par la N.H.K qui permet d'atteindre un débit de 48 kb/s. En résumé, les modulations qui sont considérées sont les suivantes:

- Modulation Q^2PSK au débit de 19 kb/s dans une bande de 15 kHz autour d'une sous-porteuse à 68,5 kHz.
- Modulation d'amplitude à porteuse supprimée par un signal codé duobinaire (AM-PSK). La bande occupée est de 19 kHz autour de la sous-porteuse à 66,5 kHz pour un débit de 19 kb/s. Cette technique correspond à celle utilisée dans le système RECEPTOR.

- Modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle par un signal codé duobinaire. On conserve la bande latérale supérieure et on atténue la bande latérale inférieure; la bande occupée est ainsi de 15 kHz autour de la sous-porteuse à 66,5 kHz pour un débit de 19 kb/s. Deux méthodes de filtrage sont analysées :
  - Le filtrage réalisé par un filtre de Nyquist placé à la réception.
  - Le filtrage réalisé par un filtre de Nyquist placé à l'émission.
- Modulation d'amplitude en quadrature par deux signaux codés duobinaires décalés de la période bit (OQPRS). Afin de permettre une comparaison avec le principe AM-PSK, deux versions seront étudiées:
  - l'une au débit de 19 kb/s dans une bande de 9,5 kHz autour d'une sous-porteuse à 68,5 kHz
  - l'autre au débit de 30 kb/s dans une bande de 15 kHz autour de la même sous-porteuse.
- Modulation d'amplitude en quadrature par deux signaux numériques décalés de la période bit (OQPSK) avec un filtrage en cosinus surélevé de roll-off 0,5. Le débit est de 19 kb/s dans 14,25 kHz de bande autour d'une sous-porteuse à 68,5 kHz.
- Modulation d'amplitude en quadrature par deux signaux numériques non décalés (QPSK) avec filtrage en cosinus surélevé de roll-off 0,3. Le débit est de 48 kb/s dans 31,2 kHz de bande autour d'une sous-porteuse de fréquence 76 kHz. Cette technique est utilisée dans le système proposé par la N.H.K.

Chapitre 3

Principes des différentes modulations étudiées

3.1 Système à modulation Q^2PSK

La modulation Q^2PSK est un procédé qui résulte des techniques à modulation QPSK, OQPSK, et MSK dont les impulsions de mise en forme sont strictement limitées dans le temps. Avant de décrire le principe de la modulation Q^2PSK nous proposons quelques rappels concernant les modulations précédemment citées.

3.1.1 Rappels sur les modulations QPSK, OQPSK et MSK

En communication numérique, les premières modulations consistaient à coder les éléments binaires par deux états distincts du signal. C'est particulièrement le cas pour la modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) où ces deux états distincts sont représentés par deux phases en opposition.

La modulation QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) peut être considérée comme deux modulations BPSK en parallèle. Elle utilise deux porteuses en quadrature à la même fréquence et engendre ainsi un signal de

dimension deux.

La correction de certains défauts de la modulation $QPSK$ a contribué à l'essor de nouvelles modulations telles que les modulations OQPSK (*Offset Quadrature Phase Shift Keying*) et MSK (*Minimum Shift Keying*).

Le schéma de principe du modulateur QPSK est représenté sur la figure 3.1 .

La source d'éléments binaires c_k, codée par le signal $c(t)$ au débit $1/T$, est démultiplexée en deux sources d'éléments binaires c_{2k} et c_{2k+1} codées par les signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$. Les signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$ sont modulés en amplitude à porteuse supprimée autour de deux porteuses de même fréquence mais déphasées de 90°. Ce type de modulation est couramment appelé modulation d'amplitude en quadrature (MAQ). Les deux signaux issus de chaque voie sont sommés pour donner le signal modulé. Mathématiquement, cette opération revient à multiplier les deux signaux de données $c_1(t)$ et $c_2(t)$ par les deux porteuses en quadrature et à les sommer pour donner le signal modulé $s_{QPSK}(t)$.

$$\begin{aligned} s_{QPSK}(t) &= \tfrac{1}{\sqrt{2T}} c_1(t) cos\left(2\pi f_p t + \tfrac{\pi}{4}\right) + \tfrac{1}{\sqrt{2T}} c_2(t) sin\left(2\pi f_p t + \tfrac{\pi}{4}\right) \\ &= \tfrac{1}{\sqrt{T}} cos(2\pi f_p t + \phi(t)) \end{aligned}$$

La phase $\phi(t)$, dépendant des signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$, peut prendre les valeurs 0°, ±90°, 180°. Un changement de signe des deux sources $c_1(t)$ et $c_2(t)$ provoque un saut de phase de 180°. Ces variations brusques de phase sont à l'origine d'une occupation spectrale importante du signal qui subit, par conséquent, des distorsions importantes lorsqu'il est limité en bande.

En modulation OQPSK, les deux signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$ sont décalés d'une période T (voir figure 3.2). Les deux impulsions de mise en forme des signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$ sont rectangulaires et par conséquent identiques à celles de la modulation QPSK. Les deux modulations admettent donc la même densité spectrale de puissance. Cependant, en modulation OQPSK,

Figure 3.1: Modulateur QPSK

Figure 3.2: Décalage et mise en forme des signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$ en OQPSK correspondant à la source des données c_k représentée sur la figure 3.1

Figure 3.3: Décalage et mise en forme des signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$ en MSK correspondant à la source des données c_k représentée sur la figure 3.1

les signaux $c_1(t)$ et $c_2(t)$ ne présentent pas de changement de signe simultané et ne provoquent donc plus de variations brusques de phase de 180°. Les signaux modulés ne réagissent pas de la même façon lorsqu'ils sont limités en bande où les effets néfastes sont prépondérents en modulation QPSK. Il subsiste néanmoins en modulation OQPSK des discontinuités de phase (sauts de phase de $\pm$ 90°).

Les discontinuités de phase sont totalement éliminées en modulation MSK où des impulsions de mise en forme en cosinus (voir figure 3.3) remplacent les impulsions rectangulaires utilisées en modulation $OQPSK$.

Le signal MSK a pour expression:

$$s_{MSK}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} c_1(t) cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) cos(2\pi f_p t) + \frac{1}{\sqrt{T}} c_2(t) sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) sin(2\pi f_p t)$$

Les densités spectrales de puissance $S_{QPSK}(f)$ et $S_{MSK}(f)$ des modulations QPSK (ou OQPSK) et MSK sont données par les expressions [SUB] :

$$S_{QPSK}(f) = 2T\left(\frac{sin 2\pi fT}{2\pi fT}\right)^2$$

et

$$S_{MSK}(f) = \frac{16T}{\pi^2}\left(\frac{cos 2\pi fT}{1 - 16f^2T^2}\right)^2$$

où dans chaque cas:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S(f)df = 1$$

Au paragraphe suivant, nous comparons ces différents spectres avec celui de la modulation Q^{2}PSK.

3.1.2 Principe de la modulation Q^{2}PSK

La modulation Q^{2}PSK utilise toutes les dimensions disponibles du signal. Deux impulsions de mise en forme en quadrature associées à deux

porteuses en quadrature créent une dimension supplémentaire par rapport à une modulation de type MSK ou QPSK. L'efficacité spectrale est ainsi améliorée d'un facteur deux et d'un facteur quatre vis à vis d'une modulation BPSK.

Modulation Q²PSK

Le schéma de principe du modulateur Q²PSK est représenté sur la figure 3.4 . Considérons le signal c(t) de type NRZ de niveaux ±1 et désignons par c_k les bits successifs, f_b le débit binaire et par $T = 2/f_b$ la durée d'un bit. Le signal $c(t)$ est démultiplexé en quatre signaux $c_i(t)$ (i = 1,..,4) de type NRZ de niveaux ± 1, de débit de symboles $f_s = \frac{f_b}{4}$ où la durée d'un symbole vaut $T_s = 2T$. Chaque signal $c_i(t)$ est multiplié par un signal $s_i(t)$ émis continuellement par un générateur. Les signaux issus de chaque multiplieur sont sommés pour former le signal modulé. Les composantes des signaux $s_i(t)$ sont définies comme suit :

$$s_1(t) = cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) cos(2\pi f_p t) \quad pour \quad |\, t \,| \leq T$$

$$s_2(t) = sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) cos(2\pi f_p t) \quad pour \quad |\, t \,| \leq T$$

$$s_3(t) = cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) sin(2\pi f_p t) \quad pour \quad |\, t \,| \leq T$$

$$s_4(t) = sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) sin(2\pi f_p t) \quad pour \quad |\, t \,| \leq T$$

$$et \;\; s_i(t) = 0 \quad avec \;\; i = 1,2,3,4 \quad si \quad |\, t \,| \geq T$$

Figure 3.4: Modulateur Q²PSK

Figure 3.5: Mise en forme des signaux de données $c_i(t)$ correspondant à la source des données c_k représentée sur la figure 3.4 en modulation Q²PSK

Nous pouvons identifier les termes :

$$i_1(t) = cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cdot 1_{[-T,+T]}$$

$$i_2(t) = sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cdot 1_{[-T,+T]}$$

comme deux impulsions de mises en forme orthogonales durant les intervalles temporels $[T(2k-1),\ T(2k+1)]$. De même, les fonctions cos et sin de la fréquence f_p représentent deux porteuses en quadrature. $\{s_i(t)\}$ forme un ensemble de quatre signaux orthogonaux d'énergie égale à condition que la fréquence de la porteuse soit :

$$f_p = \frac{n}{4T}$$

où n est un entier supérieur ou égal à 2.

Les signaux $s_i(t)$ ont deux effets sur les signaux de données : le premier est la mise en forme des signaux de données $c_i(t)$ telle qu'elle est représentée sur la figure 3.5, le second est la transposition du spectre du signal bande de base autour d'une porteuse de fréquence f_p formant ainsi un signal bande étroite.

L'utilisation de deux porteuses en quadrature associées à deux impulsions de mises en forme en quadrature contribue à la génération d'un signal de dimension 4. Deux dimensions proviennent des deux porteuses orthogonales tandis que les deux autres dimensions sont issues des deux impulsions orthogonales. Cette observation est à l'origine de l'appellation Quadrature Quadrature Phase Shift Keying (Q^2PSK) de ce procédé de modulation. D'après la figure 3.4 , le signal modulé s'écrit :

$$\begin{aligned} s_{Q^2PSK}(t) = \ & c_1(t)\ cos\left(\tfrac{\pi t}{2T}\right) cos(2\pi f_p t) + c_2(t)\ sin\left(\tfrac{\pi t}{2T}\right) cos(2\pi f_p t) + \\ & c_3(t)\ cos\left(\tfrac{\pi t}{2T}\right) sin(2\pi f_p t) + c_4(t)\ sin\left(\tfrac{\pi t}{2T}\right) sin(2\pi f_p t) \end{aligned}$$

Performances théoriques de la modulation Q²PSK

Les performances du système ont été calculées par Debrata Saha [DEB1]; nous rappelons ci-dessous les principales caractéristiques.

Propriétés spectrales

La densité spectrale de puissance du signal $S_{Q^2PSK}(f)$ s'exprime par :

$$S_{Q^2PSK}(f) = \left(\frac{8T}{\pi^2}\right) (1 + 16f^2T^2) \left(\frac{cos\, 2\pi fT}{1 - 16f^2T^2}\right)^2$$

Le spectre du signal $s_{Q^2PSK}(t)$ est à bande illimitée. Les densités spectrales de puissance des signaux $s_{Q^2PSK}(t)$, $s_{MSK}(t)$ et $s_{OQPSK}(t)$ en fonction de la fréquence normalisée f/f_b sont représentées sur la figure 3.6. Les débits d'informations f_b sont de 1/T pour les modulations MSK et OQPSK et de 2/T pour la modulation Q²PSK. L'observation de ces courbes permet de remarquer que le lobe principal du spectre Q²PSK couvre la demi-bande occupée par le lobe principal MSK. Cependant, l'amplitude des lobes secondaires reste relativement élevée vis-à-vis des lobes secondaires du spectre MSK. L'allure des spectres ne permet pas de donner des informations quantitatives concernant l'efficacité spectrale. Il est intéressant de connaître la puissance émise dans une bande donnée. La figure 3.7 donne le pourcentage de puissance émis en bande limitée. Dans une faible bande, la puissance émise en modulation Q²PSK est faible vis-à-vis des modulations OQPSK et MSK. En revanche, dans une bande de largeur 1,2/T, 99,1% de puissance est émis en MSK alors qu'en modulation OQPSK et Q²PSK les pourcentages respectifs sont de 90,6 et 91,13. Dans ce cas, l'efficacité spectrale de la Q²PSK est plus importante puisque dans cette même bande le débit est le double de celui des modulations MSK et OQPSK.

Figure 3.6: Densité spectrale de puissance du signal $s_{Q^2PSK}(t)$

Figure 3.7: Pourcentage de puissance émis en bande limitée

Probabilité d'erreur binaire.

Des performances théoriques ont été calculées en transmission directe dans une bande limitée en présence de bruit. La largeur de bande est de $1,2/T$. Le filtrage correspond à celui d'un filtre de Butterworth du sixième ordre.

La figure 3.8 donne les courbes de taux d'erreur en fonction du rapport $(E_b/N_0)dB$ pour les modulations MSK , $QPSK$ et Q^2PSK.

Figure 3.8: Probabilité d'erreur binaire en fonction du rapport $(E_b/N_0)dB$ pour les modulations MSK , $QPSK$ et Q^2PSK.

Pour un taux d'erreur bit $P_b(E) = 10^{-5}$, des rapports (E_b/N_0) respectivement de $9,6\ dB$ et $11,2\ dB$ sont nécessaires pour les modulations MSK et Q^2PSK.

Démodulation Q²PSK et décodage

Le principe du démodulateur Q^2PSK est représenté sur la figure 3.9.

Figure 3.9: Démodulateur Q²PSK

Le signal reçu est multiplié par chaque signal de base $s_i(t)$ et intégré sur la durée d'un symbole $T_s = 2T$. Le démodulateur synchrone est donc suivi d'un détecteur de corrélation qui correspond au détecteur optimal en absence d'interférence entre les symboles et en présence de bruit. A tous les instants (2k+1)T et sur chaque voie, la décision binaire est prise par un détecteur à seuil nul et le corrélateur est remis à zéro pour préparer la détection du symbole suivant. Les quatre séquences de données au débit f_s sont reconstituées et permettent par recombinaison de retrouver la source originale des données c_k.

La démodulation synchrone suppose la connaissance de la fréquence et de la phase de la porteuse ainsi que du rythme d'échantillonnage à l'instant optimal. Le démodulateur comporte donc un circuit auxiliaire de récupération

de la porteuse et du rythme des données. Ce circuit réalise des opérations non linéaires à partir du signal de réception telles que élévation au carré et filtrage approprié. Leur description et le schéma des circuits de synchronisation sont donnés en référence [DEB1].

3.2 Codage duobinaire

Le codage duobinaire correspond à l'addition arithmétique de deux bits successifs. Utilisé tel quel, il est sujet à la propagation d'erreurs qui peut être éliminée par un précodage. Le précodage consiste à éliminer l'effet des symboles précédents en agissant à l'entrée du système où ils sont connus exactement. En codage duobinaire, le précodage convertit une séquence originale $\{a_k\}$ en une séquence $\{c_k\}$ d'informations numériques.

Considérons la séquence d'entrée d'informations numériques a_k appartenant à {0,1}. Chaque élément a_k est précodé suivant le schéma :

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1}$$

où $\oplus$ représente l'addition modulo deux.

Les éléments b_k appartenant à {0,1} sont ensuite convertis en éléments c_k appartenant à {-1,+1}. La relation qui les lie s'écrit :

$$c_k = 2b_k - 1$$

Le signal binaire d'entrée e(t) transportant les informations numériques c_k est constitué d' une série d'impulsions de niveaux $c_k=\pm 1$. Ces impulsions sont espacées de la période T et sont mises en forme par le filtre réalisant le codage duobinaire de réponse en fréquence I(f) donnée au paragraphe (2.3.2) en équation (2.2). Le signal de données codées en duobinaire avec précodage s'écrit alors :

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k \; i(t - kT) \tag{3.1}$$

où i(t) représente la réponse impulsionnelle du filtre I(f)

Si on observe le signal de données d(t), on s'aperçoit que l'ouverture maximale de l'œil se situe aux instants kT+T/2 pour des impulsions d'entrée émises à tous les temps kT. Le filtrage duobinaire introduit un décalage de T/2 de l'instant d'échantillonnage par rapport aux instants d'émission des impulsions d'entrée. En absence de distorsion et de bruit, en sortie du filtre I(f) et à tous les instants kT+T/2, le signal d(t) peut prendre les valeurs +2, 0 ou -2 caractéristiques d'un signal duobinaire. La règle de décodage des éléments binaires a_k à partir des valeurs d(kT) est alors :

$$a_k = \begin{cases} 0 & si \;\; d(kT + T/2) = \pm 2 \\ 1 & si \;\; d(kT + T/2) = 0 \end{cases} \tag{3.2}$$

Un codage à réponse partielle présente la particularité d'introduire une corrélation entre les échantillons qui n'est pas exploitée par un décodeur conventionnel à seuil. L'estimation selon le critère du maximum de vraissemblance a posteriori est optimale en présence de bruit gaussien. Un tel décodage basé sur l'algorithme de Viterbi [ALA] exploite la redondance existant dans le code duobinaire. Au prix d'une plus grande complexité du récepteur, le décodage de Viterbi peut être avantageusement utilisé afin d'optimiser les performances en terme de taux d'erreur.

3.3 Système à modulation AM-PSK

3.3.1 Modulation AM-PSK

La transposition du signal de données codé en duobinaires d(t) d'équation (3.1) autour de la porteuse de fréquence f_p est effectuée par modulation d'amplitude à double bande latérale à porteuse supprimée (MA DBSP). Le signal modulé s'écrit donc :

$$s_{am-psk}(t) = d(t)\; cos(2\pi f_p t)$$

3.3.2 Démodulation AM-PSK

Le schéma de principe du récepteur AM-PSK est représenté sur la figure 3.10.

Figure 3.10: Démodulateur AM-PSK

En réception, le signal reçu est filtré par un filtre passe-bande de largeur 1/T centré sur la porteuse de fréquence f_p. Cette opération ne modifie en rien le signal utile mais élimine le bruit en dehors de la bande du signal. La réponse en fréquence de ce filtre s'écrit :

$$H_{r1}(f) = \begin{cases} 1 & si \quad | f - f_p | \leq \frac{1}{2T} \\ 0 & si \quad | f - f_p | \geq \frac{1}{2T} \end{cases}$$

La démodulation cohérente est effectuée par multiplication entre le signal de sortie du filtre de réception $H_{r1}(f)$ et la porteuse régénérée au niveau du récepteur. La porteuse peut être récupérée au moyen d'une boucle à retour de décision (boucle de Costas verrouillée en phase) [COS]. A la sortie du multiplieur et en négligeant le bruit, le signal qui s'écrit

$$\begin{aligned} s_r(t) &= d(t).cos(2\pi f_p t).2cos(2\pi f_p(t)) \\ &= d(t) \ + \ d(t)cos(4\pi f_p(t)) \end{aligned}$$

est la somme du signal de données d(t) et d'un signal dont le spectre est situé autour de la fréquence $2f_p$. Un filtre passe-bas de réponse en fréquence

$$H_{r2}(f) = \begin{cases} 1 & si \quad |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0 & si \quad |f| \geq \frac{1}{2T} \end{cases}$$

permet d'isoler le signal de données d(t) en éliminant la composante haute fréquence.

Afin d'optimiser les performances en présence de bruit, le filtrage correspondant au codage duobinaire est équiréparti entre l'émission et la réception. Dans ces conditions, le signal de données d(t) décrit en équation (3.1) devient :

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k \; h_e(t - kT)$$

où $h_e(t)$ représente la réponse impulsionnelle du filtre d'émission de réponse en fréquence,

$$H_e(f) = \begin{cases} \sqrt{2cos(T\pi f)} & si \quad |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0 & si \quad |f| \geq \frac{1}{2T} \end{cases}$$

et le filtre passe-bande à l'entrée du récepteur devient :

$$H_{r1}(f) = \begin{cases} \sqrt{2cos(T\pi(f - f_p))} & si \quad |f - f_p| \leq \frac{1}{2T} \\ 0 & si \quad |f - f_p| \geq \frac{1}{2T} \end{cases}$$

Remarque

Si l'on ramène le filtre passe-bande $H_{r1}(f)$ en bande de base, on remarque que les deux filtres $H_e(f)$ et $H_{r1}(f)$ sont identiques. Ces deux filtres mis en série sont équivalents au filtre I(f) d'équation (2.2) qui contribue au codage duobinaire. $H_{r1}(f)$ est centré sur la porteuse modulée mais du point de vue théorique, le filtrage en bande de base est équivalent. Il est donc possible

d'intégrer dans le filtre passe-bas de réception $H_{r2}(f)$ le filtre qui contribue au codage duobinaire. Dans ce cas, le filtre passe-bas de réception $H_{r2}(f)$ est identique au filtre d'émission $H_e(f)$.

3.3.3 Décodage

Le signal issu du filtre passe-bas $H_{r2}(f)$ est ensuite échantillonné tous les temps $\Delta(t) = kT + T/2$ et le décodage de Viterbi ou le décodage à seuil permet de retrouver les éléments binaires a_k. En décodage à seuil, le signal final est échantillonné et comparé aux seuils -1 et +1 pour obtenir les niveaux duobinaires à partir desquels les bits sont décodés suivant la règle (3.2) énoncée au paragraphe 3.2.

3.4 Modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle (MA BLR)

Le signal modulé AM-PSK est un signal de données codées duobinaire modulé en amplitude à double bande sans porteuse (MA DBSP). Les parties négative et positive du spectre du signal de données se trouvant côte à côte autour de f_p. Or ces deux "bandes latérales" sont exactement symétriques l'une de l'autre et chacune des deux contient autant d'information que l'ensemble. La modulation d'amplitude à bande latérale unique (MA BLU) consiste à supprimer une de ces deux bandes latérales à l'émission. Le signal BLU est obtenu par un filtrage passe-bande du signal DBSP, autour d'une bande latérale de celui-ci; suivant la position du filtre, on peut conserver soit la bande latérale supérieure, soit la bande latérale inférieure.

On conçoit que la principale difficulté de cette méthode réside dans l'impossibilité de réaliser un filtre passe-bande dont la coupure en f_p soit parfaite. Ce procédé de modulation est particulièrement indiqué pour la

transmission de signaux ne comportant pas d'informations dans les basses fréquences telles que les signaux de parole (pas de puissances aux fréquences comprises entre 0 et 100 Hz). La technique BLU est effectivement employée pour la constitution des multiplex téléphoniques analogiques.

En revanche, ce procédé de modulation est impraticable avec des signaux comportant des composantes spectrales significatives aux très basses fréquences. Afin de profiter malgré tout de la précieuse réduction de bande que peut apporter un filtrage de type BLU, on a développé la technique de la bande latérale résiduelle (BLR). On trouve également dans la littérature l'appellation de " Bande Latérale Atténuée".

En modulation BLR, l'une des deux bandes latérales qui apparaît dans le signal DBSP, est transmise presque intégralement, alors qu'on ne conserve qu'un résidu de l'autre de largeur αb. La largeur de la bande B est donc égale à :

$$B = (1 + \alpha)b$$

avec $0 \leq \alpha \leq 1$

Cette opération est réalisée en filtrant le signal modulé AM DBSP par un filtre de Nyquist dont la coupure n'est pas idéalement abrupte. Le gain de ce filtre est à symétrie impaire autour du point de coupure correspondant à la fréquence de la porteuse f_p. La bande latérale résiduelle vient compenser, à la démodulation, la déformation subie par le filtrage de la bande latérale transmise. Dans le cas où la bande latérale inférieure est partiellement éliminée, la fonction de transfert de ce filtre peut être de la forme :

$$H_N(f) = \begin{cases} sin^2\left(\frac{\pi}{2}\frac{(f-(f_p-\alpha b))}{2\,\alpha b}\right) & si \;\; f_p - \alpha b \leq f \leq f_p + \alpha b \\ 1 & si \;\; f + \alpha b \leq f \leq f_p + b \\ 0 & partout \;\; ailleurs \end{cases}$$

Le filtre de Nyquist peut être disposé soit à l'émission soit à la réception.

Dans le cas où le filtre de Nyquist est placé à l'émission, le récepteur contient un passe-bande de largeur de bande B. Dans le cas où le filtre de Nyquist est placé en réception, le filtre d'émission est un passe-bande de largeur B.

Cette technique de modulation est largement employée pour la transmission des signaux de télévision dont la largeur de bande du signal vidéo (bande de base) est importante ($\approx$ 5 MHz) et qui contient de l'énergie dans les très basses fréquences.

Pour démoduler le signal MA BLR, la démodulation cohérente peut être utilisée.

3.5 Système à modulation OQPRS

3.5.1 Codage et modulation OQPRS

Le système à modulation OQPRS peut être considéré comme deux modulations AM-PSK en parallèle. Le schéma de principe du modulateur est représenté sur la figure 3.11.

Les signaux $e_p(t)$ et $e_q(t)$, deux séries d'impulsions espacées de la période $T_s = 2T$ et d'amplitudes ± 1, sont décalés de la période T. $e_p(t)$ et $e_q(t)$ véhiculent les deux séquences d'informations $\{c_{2k}\}$ et $\{c_{2k+1}\}$ issues du précodage des trains de données $\{a_{2k}\}$ et $\{a_{2k+1}\}$ obtenus par démultiplexage de la source originale $\{a_k\}$. Le débit binaire de la source $\{a_k\}$ est $f_b = 1/T$ alors que sur chaque voie le débit des symboles des sources $\{c_{2k}\}$ et $\{c_{2k+1}\}$ est $f_s = 1/2T = 1/T_s$. Le codage duobinaire de chaque source est effectué par filtrage des signaux $e_p(t)$ et $e_q(t)$ qui est réparti entre l'émission et la réception. Le filtre d'émission a pour réponse en fréquence :

$$H_e(f) = \begin{cases} \sqrt{2cos(T_s \pi f)} & si \quad |f| \leq \frac{1}{2T_s} \\ 0 & si \quad |f| \geq \frac{1}{2T_s} \end{cases} \tag{3.3}$$

Figure 3.11: Modulateur OQPRS ou OQPSK

Les deux signaux $d_p(t)$ et $d_q(t)$ issus des filtres d'émission sont modulés en amplitude à double bande latérale à porteuse supprimée autour de deux porteuses de même fréquence mais déphasées de 90°. Les deux signaux issus de chaque voie sont sommés pour donner le signal modulé. Ce type de modulation correspond à la modulation d'amplitude en quadrature (MAQ). Le signal modulé s'écrit alors :

$$s_{oqprs}(t) = d_p(t)\ cos(2\pi f_p t)\ +\ d_q(t)\ sin(2\pi f_p t)$$

3.5.2 Démodulation OQPRS

Le schéma de principe du récepteur OQPRS est présenté sur la figure 3.12.

En réception, le signal est filtré par un filtre passe-bande centré sur la fréquence de la porteuse f_p. Il réalise avec le filtre d'émission le codage duobinaire et élimine la composante de bruit en dehors de la bande utile. La réponse en fréquence de ce filtre est donnée par l'expression :

Figure 3.12: Démodulateur OQPRS ou OQPSK

$$H_{r1}(f) = \begin{cases} \sqrt{2cos(T_s\pi(f - f_p))} & si \quad | f - f_p | \leq \frac{1}{2T_s} \\ 0 & si \quad | f - f_p | \geq \frac{1}{2T_s} \end{cases}$$

La démodulation cohérente est effectuée sur les deux voies en quadrature par multiplication du signal issu du filtre de réception par les deux porteuses de fréquence f_p en quadrature $2cos(2\pi f_p t)$ et $2sin(2\pi f_p t)$ régénérées au niveau du récepteur (en pratique au moyen d'une boucle de Costas dont le schéma de principe est décrit par Leclert et Vandamme [LEC]). En sortie des deux multiplieurs, les signaux sont filtrés par deux filtres passes-bas afin d'isoler sur chaque voie les signaux de données et d'éliminer les composantes hautes fréquences. Le filtre passe-bas est décrit par sa réponse en fréquence :

$$H_{r2}(f) = \begin{cases} 1 & si \quad | f | \leq \frac{1}{2T_s} \\ 0 & si \quad | f | \geq \frac{1}{2T_s} \end{cases}$$

3.5.3 Décodage

En absence de distorsion, l'échantillonnage des deux voies en phase et en quadrature aux instants $\Delta_p(t) = (2k+1)T$ et $\Delta_q(t) = 2kT$ permet de retrouver les trains de données à trois niveaux +2, 0, -2 caractéristiques du signal duobinaire. Les sources de données $\{a_{2k}\}$ et $\{a_{2k+1}\}$ sur chaque voie peuvent donc être reconstituées soit par décodage à seuil, soit par décodage de Viterbi. La recombinaison de ces deux sources permet de retrouver la source originale $\{a_k\}$.

3.6 Système à modulation OQPSK et QPSK avec filtrage en cosinus surélevé

3.6.1 Codage et modulation OQPSK et QPSK

Le modulateur OQPSK semblable au modulateur OQPRS est représenté sur la figure 3.11. Les signaux $e_p(t)$ et $e_q(t)$, deux séries d'impulsions espacées de la période $T_s = 2T$ et d'amplitude ± 1, sont décalés de la période T. La différence essentielle entre la modulation OQPSK et QPSK concerne le décalage de la période T qui n'existe pas en modulation QPSK. Dans la suite de l'exposé, nous traitons uniquement le cas de la modulation OQPSK à partir de laquelle la modulation QPSK peut facilement être déduite.

$e_p(t)$ et $e_q(t)$ véhiculent les séquences a_{2k} et a_{2k+1} obtenues par démultiplexage de la séquence originale a_k d'informations numériques a_k appartenant à {-1,+1}. La différence essentielle avec le modulateur OQPRS réside dans le filtrage des signaux de données $e_p(t)$ et $e_q(t)$ qui devient un filtrage de Nyquist dit en cosinus surélevé. La réponse en fréquence I(f) de ce filtre est donnée en équation (2.1) au paragraphe (2.3.1). Ce filtre réparti entre l'émission et la réception permet d'augmenter les performances du système en terme de taux d'erreurs en présence de bruit. Dans ce cas, les filtres

d'émission $H_e(f)$ s'écrivent :

$$H_e(f) = \begin{cases} 1 & si\ 0 \leq f \leq f_c(1-\alpha) \\ cos\frac{\pi}{4\alpha f_c}(f-(1-\alpha)f_c) & si\ f_c(1-\alpha) \leq f \leq f_c(1+\alpha) \\ 0 & si\ f \geq f_c(1+\alpha) \end{cases}$$

avec $f_c = \frac{1}{2T_s}$ et $0 \leq \alpha \leq 1$

Les signaux $d_p(t)$ et $d_q(t)$ sont modulés en amplitude en quadrature autour de la porteuse de fréquence f_p. Le signal modulé s'écrit alors :

$$s_{oqpsk}(t) = d_p(t)\ cos(2\pi f_p t)\ +\ d_q(t)\ sin(2\pi f_p t)$$

La bande utile du signal modulé est de largeur $(1+\alpha)/2T_s$ centrée sur la porteuse de fréquence f_p. En pratique, le facteur de débordement α est généralement compris entre 0,3 et 1.

3.6.2 Démodulation OQPSK

Le démodulateur OQPSK semblable au démodulateur OQPRS est représenté sur la figure 3.12. Le filtre de réception $H_{r1}(f)$ élimine le bruit en dehors de la bande du signal utile et contribue avec le filtre d'émission au filtrage en cosinus surélevé. La réponse en fréquence du filtre de réception est donnée par :

$$H_{r1}(f) = \begin{cases} 1 & si\ 0 \leq (f-f_p) \leq f_c(1-\alpha) \\ cos\frac{\pi}{4\alpha f_c}((f-f_p)-(1-\alpha)f_c) & si\ f_c(1-\alpha) \leq (f-f_p) \leq f_c(1+\alpha) \\ 0 & si\ (f-f_p) \geq f_c(1+\alpha) \end{cases}$$

avec $f_c = \frac{1}{2T_s}$ et $0 \leq \alpha \leq 1$

La démodulation cohérente des signaux de données est effectuée sur les deux voies en quadrature comme nous l'avons décrite précédemment en démodulation OQPRS.

3.6.3 Décodage

Les signaux issus des filtres $H_{r2}(f)$ échantillonnés aux instants $\Delta_p(t) = 2kT$ et $\Delta_q(t) = (2k+1)T$ sont à deux niveaux d'amplitude ± 1 en absence de distorsion et de bruit. Un détecteur à seuil nul permet de retrouver sur chaque voie les séquences a_{2k} et a_{2k+1}. La recombinaison de ces deux sources permet de retrouver la source originale a_k au débit 1/T.

Chapitre 4

Performances théoriques des systèmes étudiés

4.1 Introduction

Nous proposons de calculer les probabilités d'erreur brutes, c'est à dire avant tout traitement correcteur d'erreurs (code polynomial, répétition de messages etc.). Il s'agira de performances théoriques en ce sens qu'elles seront établies sous l'hypothèse d'un canal sans distorsion, affecté seulement d'un bruit blanc additif gaussien.

L'intérêt de cette démarche est de contrôler la validité des simulations informatiques lorsque le canal est sans distorsion. Les simulations sont nécessaires lorsqu'on se trouve en présence d'échos ou pour estimer l'effet des filtrages permettant la cohabitation du R.D.S avec un autre système.

La méthode de calcul décrite au paragraphe (4.2) permet de trouver une probabilité d'erreur pour n'importe quel type de modulation numérique autour d'une sous-porteuse dans le multiplex FM. Ceci nous donnera un premier élément de comparaison entre les différents systèmes destinés à cohabiter avec le R.D.S.

Nous traiterons les cas du R.D.S , RECEPTOR et Q^2PSK aux paragraphes successifs (4.4) (4.5) et (4.6).

4.2 Modèle et notations

Le schéma général de la chaîne de transmission et les principales notations sont donnés sur la figure 4.1.

Figure 4.1: Chaîne de transmission

Le signal de données est :

$$d(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} c_k \, i(t - kT_b) \tag{4.1}$$

- i(t) est l'impulsion de mise en forme telle que :

$$i(t) = M \, \delta(t) * h_{mf}(t)$$

où h_{mf} est la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme et M est une constante normalisant $i(t)$ de telle sorte que $d(t)$ varie entre -1 et +1.

- T_b est la durée d'un symbole, $T_b = 1/f_b$ où f_b est le débit des symboles.

- Les c_k représentent les symboles.

Le signal de données $d(t)$ est modulé autour d'une sous-porteuse, le signal réel obtenu s'écrit:

$$s_d(t) = Re\,[\, z_d(t)\, e^{2j\pi f_{sp} t}] \tag{4.2}$$

$z_d(t)$ est le signal complexe équivalent bande de base de $s_d(t)$. La relation qui lie $d(t)$ à $z_d(t)$ dépend du type de modulation. f_{sp} est la fréquence de la sous-porteuse comprise entre 53 et 76 kHz. Le signal modulant bande de base complet est :

$$s(t) = s_d(t) + s_a(t) \tag{4.3}$$

où $s_a(t)$ est un signal de spectre disjoint de celui de $s_d(t)$ qui contient le signal stéréo, d'autres signaux numériques éventuels, etc. Le signal modulé en fréquence réel peut s'écrire :

$$s_{FM}(t) = Re\,[\, z_{FM}(t)\, e^{2j\pi f_p t}] \tag{4.4}$$

$z_{FM}(t)$ est le signal complexe équivalent bande de base du signal FM qui s'écrit :

$$z_{FM}(t) = A_{FM}\, e^{2j\pi f_d \int_0^t s(\tau)d\tau + \Phi_0} \tag{4.5}$$

- f_p est la fréquence de la porteuse comprise entre 87.5 et 108 MHz,
- f_d est la déviation de fréquence par unité de signal modulant,
- A_{FM} et Φ_0 sont l'amplitude et la phase de la porteuse.

Le canal de transmission est décrit par sa réponse impulsionnelle équivalente bande de base et par la puissance de bruit équivalent bande de base par Hertz de bande, soient $h_c(t)$ et N_0. La réponse impulsionnelle du canal est liée à sa fonction de transfert par la transformée de Fourier :

$$H_c(f) = A_c(f)\, e^{j\Phi_c(f)} = T.F(h_c(t))$$

A la sortie du filtre d'entrée du récepteur, le signal modulé en fréquence réel peut s'écrire :

$$s'_{FM}(t) = Re\,[\, z'_{FM}(t)\, e^{2j\pi f_p t}] \tag{4.6}$$

avec :

$$z'_{FM}(t) = z_{FM}(t) * h_c(t) + n(t) \tag{4.7}$$

en supposant que le filtre d'entrée n'altère pas le signal FM (ce qui est impossible mathématiquement, mais réaliste en pratique). Ce filtre est supposé être un passe-bas idéal :

$$H_{er}(f) = 1_{[-\frac{B}{2},+\frac{B}{2}]}(f)$$

où 1_X désigne la fonction caractéristique :

$$1_X = \begin{cases} 1 & si \ t \epsilon X \\ 0 & sinon \end{cases}$$

Alors n(t) est un bruit pseudo-blanc gaussien de puissance :

$$\sigma_n^2 = N_0 \, B \tag{4.8}$$

Typiquement, B = 200 kHz correspond à la largeur de bande d'un canal FM. Introduisons les notations :

$$z_{FM}(t) * h_c(t) = p(t) + jq(t) \tag{4.9}$$

$$n(t) = n_P(t) + jn_Q(t) \tag{4.10}$$

p et q sont les composantes en phase et en quadrature du signal FM distordu, n_P et n_Q celles du bruit. Le signal démodulé réel est :

$$s'(t) = \frac{1}{2\pi f_d} \frac{d}{dt}[arg(z'_{FM}(t))] \tag{4.11}$$

Le signal numérique réel en est extrait par filtrage de la bande $[f_{sp} - B_d \ , \ f_{sp} + B_d]$, B_d étant la bande occupée par le signal de données $d(t)$.

$$s'_d(t) = Re \, [\, z'_d(t) \, e^{2j\pi f_{sp} t}] \tag{4.12}$$

Le signal de données reçu $d'(t)$ et les symboles reçus sont obtenus par démodulation numérique. La probabilité d'erreur brute est la probabilité d'erreur sur les symboles :

$$P_e = p(c'_k \neq c_k) \tag{4.13}$$

Elle est définie lorsqu'elle est effectivement indépendante de k.

4.3 Approximation à la limite du bruit faible

La relation 4.11 n'est pas linéaire, ce qui interdit tout calcul direct de la probabilité d'erreur en fonction du bruit. Mais cette relation peut être linéarisée si nous faisons l'hypothèse que le bruit est petit devant le signal. Plus précisément si :

$$| n(t) | \ll A_{FM} = | z_{FM}(t) | \tag{4.14}$$

Nous faisons l'hypothèse suivante : les distorsions linéaires dues au canal sont telles que l'enveloppe du signal $z_{FM}(t) * h_c(t)$ reste grande devant $| n(t) |$. Précisément :

$$| n(t) | \ll A_{min} \leq A_c(f)\ A_{FM}$$

dès que : $| f | \leq f_d\ Max\ | s(t) |$ (maximum de déviation)

Cette hypothèse est automatiquement vérifiée si le canal est sans distorsion. Alors si nous notons :

$$\Phi(t) = arg[z'_{FM}(t)] \tag{4.15}$$

$$\Phi(t) = arcsin\left(\frac{q+n_Q}{\sqrt{(p+n_P)^2+(q+n_Q)^2}}\right)$$

$$\approx arcsin\left(\frac{\frac{q}{r}+\frac{n_Q}{r}}{\sqrt{1+\frac{2n_P\,p}{r^2}+\frac{2n_Q\,q}{r^2}}}\right)$$

en notant $r = \sqrt{p^2+q^2}$, au second ordre près en $\frac{n_P}{r}$ et $\frac{n_Q}{r}$,

$$\Phi(t) \approx arcsin\left(\frac{q}{r}+\frac{n_Q}{r}-\frac{n_P\,pq}{r^3}-\frac{n_Q\,q^2}{r^3}\right)$$

$$\Phi(t) \approx arcsin\left(\frac{q}{r}\right)+\left(\frac{n_Q\,p^2}{r^3}-\frac{n_P\,pq}{r^3}\right)\ arcsin'\left(\frac{q}{r}\right)$$

$$\Phi(t) \approx arcsin\left(\frac{q}{r}\right)+\left(\frac{n_Q\,p}{r^2}-\frac{n_P\,q}{r^2}\right) \tag{4.16}$$

n_P et n_Q sont blancs, gaussiens et non corrélés au même temps t : le terme $n_\Phi = \frac{n_Q\, p}{r^2} - \frac{n_P\, q}{r^2}$ représente donc un bruit gaussien, de puissance :

$$\sigma_\Phi^2 = \sigma_Q^2 \left(\frac{p}{r^2}\right)^2 + \sigma_P^2 \left(\frac{q}{r^2}\right)^2 = \sigma_n^2 \frac{1}{r^2}$$

Le signal démodulé vaut alors :

$$s'(t) = \frac{1}{2\pi f_d} \frac{d}{dt} arcsin\left(\frac{q}{r}\right) + \frac{1}{2\pi f_d} \frac{d}{dt} n_\Phi \tag{4.17}$$

$s'(t)$ est la somme d'un terme ne dépendant que du signal émis et de la réponse impulsionnelle du canal, et d'un bruit additif qui dépend linéairement des composantes en phase et en quadrature du bruit avant démodulation : ce bruit est donc lui aussi gaussien. Il dépend du signal FM distordu (via p et q), mais sa puissance n'en dépend pas lorsque r est constant (absence de distorsion d'amplitude).

Plaçons nous désormais dans le cas où le canal est sans distorsion :

$$h_c(t) = \delta \;\; et \;\; r = A_{FM}$$

$$s'(t) = s(t) + n_s(t) \tag{4.18}$$

avec :

$$n_s(t) = \frac{1}{2\pi f_d} \frac{d}{dt} n_\Phi \tag{4.19}$$

Le signal démodulé est égal au signal émis auquel s'ajoute un bruit gaussien. Quelle est sa densité spectrale de puissance ?

Calculons la fonction d'autocorrélation de $n_\Phi = \frac{n_Q\, p}{r^2} - \frac{n_P\, q}{r^2}$

$$C_\Phi(\tau) = E[n_\phi(t) n_\phi(t+\tau)]$$

$$= \frac{p(t)p(t+\tau)C_Q(\tau) + q(t)q(t+\tau)C_P(\tau) - p(t)q(t+\tau)C_{QP}(\tau) - p(t+\tau)q(t)C_{PQ}(\tau)}{A_{FM}^4}$$

$C_P = C_Q = C_N$ et $C_{PQ} = -\, C_{QP}$ pour tout processus aléatoire, de plus, pour un bruit pseudo-blanc, donc à d.s.p réelle : $C_{QP} = 0$, si :

$$f(t,\tau) = p(t)p(t+\tau) + q(t)q(t+\tau)$$

$$= A_{FM}^2 cos\left(2\pi f_d \int_t^{t+\tau} s(u)du\right)$$

finalement :

$$C_\Phi(\tau) = \frac{f(t,\tau)C_P(\tau)}{A_{FM}^4} \tag{4.20}$$

La fonction d'autocorrélation n'est pas indépendante de t, le bruit sur la phase n'est donc pas stationnaire au second ordre. Si $n(t)$ (et donc n_P et n_Q) est blanc : $C_P = N_0\delta$, donc $C_\Phi = \frac{N_0}{A_{FM}^2}\delta$. Le bruit sur la phase est blanc lui aussi. Dans notre modèle plus réaliste où un filtrage passe-bas idéal est effectué avant la démodulation :

$$C_p(\tau) = \frac{N_0 sin(\pi B\tau)}{\pi\tau}$$

Le bruit sur la phase n'est pseudo-blanc qu'à la condition de considérer que : $f(t,\tau) \approx cte$ lorsque $\mid \tau \mid < \frac{1}{B}$, c'est à dire lorsque :

$$f_d\ Max \mid s(t) \mid \frac{1}{B} \ll 1$$

Il faut donc que la bande B soit grande par rapport à l'excursion maximale du signal FM. Nous ferons cette hypothèse désormais, car elle permet d'aller plus loin dans nos calculs. La formule 4.19 indique que le bruit sur le signal démodulé est obtenu à partir du bruit sur la phase par le filtre de fonction de transfert : $\frac{if}{f_d}$, la d.s.p de n_s vaut donc :

$$N_s(f) = \frac{N_0}{A_{FM}^2}\ 1_{[-B/2,+B/2]}\ \frac{f^2}{f_d^2} \tag{4.21}$$

A la sortie du démodulateur, lorsque le rapport porteuse sur bruit à l'entrée du démodulateur est assez grand et en l'absence de distorsion, le signal reçu est égal au signal émis affecté d'un bruit gaussien de densité spectrale de puissance parabolique. Il s'agit d'un résultat classique, que nous avons établi ici car nous aurons besoin de l'expression exacte de la densité spectrale de puissance $N_s(f)$. Après filtrage autour de la sous-porteuse, le signal numérique réel reçu admet l'expression :

$$s'_d(t) = s_d(t) + n_{s'}(t) = Re\ [\ z'_d(t)\ e^{2j\pi f_{sp}t}]$$

Il est égal au signal numérique émis affecté d'un bruit additif gaussien, de densité spectrale de puissance égale à :

$$N_{s'}(f) = \frac{N_0}{A_{FM}^2} \frac{f^2}{f_d^2} 1_{[-B_d - f_{sp}\,,\, -f_{sp}+B_d] \bigcup [f_{sp}-B_d\,,\, f_{sp}+B_d]} \tag{4.22}$$

Le signal complexe équivalent bande de base s'écrit lui :

$$z_d'(t) = z_d(t) + n_{z'}(t)$$

Le bruit complexe équivalent bande de base $n_{z'}(t)$, admettant la densité spectrale de puissance

$$N_{z'}(f) = 2\,\frac{N_0}{A_{FM}^2} \frac{(f+f_{sp})^2}{f_d^2} 1_{[-B_d\,,\,+B_d]} \tag{4.23}$$

Si la modulation numérique est linéaire, le signal de données $d(t)$ et le signal numérique équivalent bande de base sont reliés par une expression du type :

$$z_d(t) = \alpha\, d(t) + \beta \tag{4.24}$$

où α et β sont deux constantes. Dans ce cas le signal de données reçu est égal à :

$$d'(t) = h_d(t) * d(t) + n_d(t)$$

où $h_d(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre de réception et $n_d(t)$ est un bruit additif et gaussien, de puissance :

$$\sigma_d^2 = \frac{2\,N_0}{\alpha^2\, A_{FM}^2} \int_{-B_d}^{+B_d} \frac{(f+f_{sp})^2}{f_d^2} \mid H_d(f) \mid^2 df \tag{4.25}$$

en tenant compte d'un filtrage du signal de données $d(t)$, ce qui est le cas pour la plupart des systèmes que nous allons étudier et pour lesquels ce filtrage est égal à celui de la mise en forme. Pour aller plus loin dans le calcul de la probabilité d'erreur il faut connaître précisément le mode de détection des symboles utilisé, ce que nous verrons dans les différents cas que nous allons développer.

4.4 Performances du RDS

Dans le cas du R.D.S le filtrage en réception est égal à celui de la mise en forme :

$$H_d(f) = H_{mf}(f) = 1_{[-2f_b,+2f_b]}(f)\ cos(\frac{\pi f}{4f_b}) \tag{4.26}$$

où $f_b = 1187,5$ Hz est la fréquence binaire.

En R.D.S $\alpha = 1$ et $\beta = 0$. L'équation (4.25) devient ici:

$$\sigma_d^2 = \frac{2\ N_0}{A_{FM}^2\ f_d^2}\left(2\ f_{sp}^2\ f_b\ +\ \left(\frac{8}{3} - \frac{16}{\pi^2}\right)\ f_b^3\right) \tag{4.27}$$

car $B_d = 2\ f_b$ ici. Pour le R.D.S, $f_{sp} = 57$ kHz, ce qui entraîne que le rapport entre le second terme et le premier vaut:

$$\left(\frac{4}{3} - \frac{8}{\pi^2}\right)\frac{f_b^2}{f_{sp}^2} \approx 2,27.10^{-4}$$

finalement :

$$\sigma_d^2 \approx \frac{4\ N_0\ f_{sp}^2\ f_b}{f_d^2\ A_{FM}^2} \tag{4.28}$$

Le signal de données reçu sans bruit est :

$$d_r(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} c_k\ r(t - kT_b)$$

où :

$$r(t) = M\ \left(\delta(t + \frac{T_b}{4})\ -\ \delta(t - \frac{T_b}{4})\right)\ *\ h_{mf}(t)\ *\ h_d(t) \tag{4.29}$$

M est une constante, telle que les extrema de $d(t)$ valent ± 1. Les c_k sont obtenus à partir des é.b par codage différentiel :

$$c_k = -1\ \ si\ \ eb_{k-1} = eb_k\ ,\ \ c_k = +1\ sinon. \tag{4.30}$$

Le démodulateur numérique est supposé être constitué d'un système d'inversion de signe agissant sur chaque seconde demi-période d'une période, suivi d'un intégrateur sur la durée T_b et d'un détecteur à seuil nul. Il s'agit d'un démodulateur courant, décrit dans la littérature sur le RDS [KOP 2].

La variable de décision est donc :

$$Z = c_k \frac{1}{T_b} \left(\int_{kT_b - \frac{T_b}{2}}^{kT_b} r(t)\, dt \; - \int_{kT_b}^{kT_b + \frac{T_b}{2}} r(t)\, dt \right) \; + \; X$$

où

$$X = \frac{1}{T_b} \left(\int_{kT_b - \frac{T_b}{2}}^{kT_b} n_d(t)\, dt \; - \int_{kT_b}^{kT_b + \frac{T_b}{2}} n_d(t)\, dt \right)$$

est une variable aléatoire gaussienne, centrée. X est obtenue à partir de n_d par le filtrage de réponse impulsionnelle :

$$h_1(t) = \frac{-1_{[-\frac{T_b}{2},0]}(t) \; + \; 1_{[0,\frac{T_b}{2}]}(t)}{T_b}$$

et de fonction de transfert :

$$H_1(f) = \frac{1 - cos(\pi f T_b)}{j \pi f T_b}$$

La puissance de X est donc :

$$\sigma_X^2 = \frac{2\, N_0}{A_{FM}^2} \int_{-2f_b}^{+2f_b} \frac{(f_{sp} + f)^2}{f_d^2 T_b^2} \, cos^2 \left(\frac{\pi f T_b}{4} \right) \frac{(1 - cos(\pi f T_b))^2}{\pi^2 f^2} \, df$$

soit :

$$\sigma_X^2 = \frac{2\, N_0\, f_b\, f_{sp}^2}{A_{FM}^2\, f_d^2} \, (a \; + \; b \, \frac{f_b^2}{f_{sp}^2}) \tag{4.31}$$

où :

$$a = \int_{-2}^{+2} cos^2(\frac{\pi u}{4}) \frac{[1 - cos(\pi u)]^2}{\pi^2 u^2} \, du \; \approx 0,555$$

et :

$$b = \int_{-2}^{+2} cos^2(\frac{\pi u}{4}) \frac{[1 - cos(\pi u)]^2}{\pi^2} \, du \; = \frac{3}{\pi^2} \approx 0,304$$

finalement :

$$\sigma_X^2 \approx \frac{1,111\, N_0\, f_b\, f_{sp}^2}{A_{FM}^2\, f_d^2} \; \approx \; 0,278\, \sigma_d^2 \tag{4.32}$$

Il reste à calculer le facteur K:

$$K = \frac{1}{T_b} \left(\int_{-\frac{T_b}{2}}^{0} r(t)\, dt \; - \int_{0}^{\frac{T_b}{2}} r(t)\, dt \right)$$

La formule 4.29 indique que :

$$r(t) = M\left(h_2(t+\frac{T_b}{4}) \; - \; h_2(t-\frac{T_b}{4})\right)$$

où :

$$h_2(t) = T.F^{-1}[H^2_{mf}(f)] = \int_{-2f_b}^{+2f_b} cos^2\left(\frac{\pi f T_b}{4}\right) e^{2j\pi f t}\, df$$

Le calcul donne :

$$h_2(t) = \frac{sin(4\pi f_b t)}{2\pi}\left(\frac{1}{t} - \frac{1}{2\left(t-\frac{T_b}{4}\right)} - \frac{1}{2\left(t+\frac{T_b}{4}\right)}\right) \tag{4.33}$$

Ce qui entraîne :

$$r(t) = M\,\frac{sin(4\pi f_b t)}{2\pi}\left(\frac{1}{2\left(t+\frac{T_b}{2}\right)} - \frac{1}{\left(t+\frac{T_b}{4}\right)} - \frac{1}{2\left(t-\frac{T_b}{2}\right)} + \frac{1}{\left(t-\frac{T_b}{4}\right)}\right)$$

$$r(t) = \frac{-M\,\frac{T_b}{2\pi}\,sin(4\pi f_b t)\frac{3T_b^2}{32}}{\left(t^2-\frac{T_b^2}{4}\right)\left(t^2-\frac{T_b^2}{16}\right)} \tag{4.34}$$

Par calcul numérique, on obtient :

$$K = \frac{3M}{32\pi T_b}\int_0^{\frac{1}{2}} \frac{sin(4\pi u)}{\left(u^2-\frac{1}{4}\right)\left(u^2-\frac{1}{16}\right)}\, du \approx 1,449\; f_b\, M$$

La probabilité d'erreur sur les symboles c_k est égale à :

$$P_e = p\left((c_k = 1 \; et \; Z < 0) \;\; ou \;\; (c_k = -1 \; et \; Z > 0)\right)$$

soit :

$$P_e = p(X > K)$$

même si les valeurs de symboles -1 et $+1$ ne sont pas équiprobables, en raison de la loi de distribution de X. Introduisons la fonction :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{+\infty} e^{\frac{-u^2}{2}}\, du$$

Alors :

$$P_e = Q\left(\frac{K}{\sigma_x}\right)$$

soit :

$$P_e = Q\left(1,375\ \frac{M\ f_b\ f_d\ A_{FM}}{f_{sp}\sqrt{f_b\ N_0}}\right) \tag{4.35}$$

Il reste à calculer le facteur M :

$$i(t) = M\left(h_{mf}(t)\ *\ [\delta(t - \frac{T_b}{4})\ -\ \delta(t + \frac{T_b}{4})]\right)$$

(i(t) est r(t) avant le filtre de données) et :

$$h_{mf}(t) = \int_{-2f_b}^{+2f_b} cos(2\pi ft)\ cos(\frac{\pi f_b T}{4})\ df\ =\ \frac{T_b}{8\pi}\ \frac{cos(4\pi f_b t)}{\frac{T_b^2}{64} - t^2}$$

Un calcul numérique montre que :

$$Sup\ |\ i(t)\ | \approx \frac{2,717\ M}{T_b}$$

soit :

$$M = 0,368\ T_b$$

d'où :

$$P_e = Q\left(0,506\ \frac{f_d\ A_{FM}}{f_{sp}\sqrt{f_b N_0}}\right) \tag{4.36}$$

Il est plus classique de travailler en fonction du rapport C/N à l'entrée du démodulateur FM. Notons :

- B_m la bande de mesure du bruit : alors $N_0 = \frac{N}{B_m}$
- e l'excursion de fréquence due au R.D.S : $e = f_d\ Sup\ |\ s_d(t)\ |$

A cause de notre convention sur $d(t)$ (responsable de l'introduction du facteur M) ceci donne : $e = f_d$

remarquons que $C = \frac{A_{FM}^2}{2}$. Alors :

$$P_e = Q\left(0,716\ \frac{e}{f_{sp}}\sqrt{\frac{B_m C}{f_b N}}\right) \tag{4.37}$$

Remarquons qu'à C/N constant la probabilité d'erreur augmente lorsque la fréquence de la sous-porteuse augmente. Elle diminue lorsque l'excursion de fréquence due au R.D.S augmente : Ce second point est assez intuitif,

le premier s'explique par la forme parabolique de la densité spectrale de puissance du bruit additif équivalent après démodulation FM.

Dans la formule 4.37 le rapport C/N est exprimé en linéaire, rappelons que :

$$(C/N)_{lin} = 10^{\frac{(C/N)_{db}}{10}}$$

Le décodage différentiel est identique au codage :

$$b_k = 0 \; si \; c_k = c_{k-1} \; , \; et \; b_k = 1 \;\; sinon$$

La probabilité d'erreur sur les éléments binaires P est liée à la probabilité d'erreur sur les symboles différentiels P_e par :

$$P = p[(c_k \; faux \;\; et \;\; c_{k-1} \; vrai) \;\; ou \;\; (c_k \; vrai \;\; et \;\; c_{k-1} \; faux)]$$

soit :

$$P = P_e(1 - P_e) \; + \; (1 - P_e)P_e = 2P_e \; - \; 2Pe^2 \qquad (4.38)$$

Lorsque P_e est faible, ceci se simplifie en :

$$P = 2 \; P_e$$

Nous donnons pages suivantes les courbes donnant P (le taux d'erreur binaire TEB) en fonction du rapport C/N en dB pour les valeurs de l'excursion due au RDS 2 kHz et 4 kHz. La bande de mesure du bruit a été fixée à 200 kHz.

Figure 4.2: Performances du système RDS en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 2 et ± 4 kHz

4.5 Performances de la modulation AM-PSK

Dans ce système, le filtrage du signal de données en réception est égal à celui de la mise en forme :

$$H_d(f) \;=\; H_{mf}(f) \;=\; 1_{[-\frac{f_b}{2},\,\frac{f_b}{2}]}\sqrt{cos(\pi f T_b)} \tag{4.39}$$

où $T_b = 1/f_b$ et $f_b = 19kHz$ (débit binaire de 19 kb/s).

Par ailleurs, la démodulation AM-PSK correspond à $\alpha = 1$ et $\beta = 0$.

L'équation (4.25) devient ici :

$$\sigma_d^2 = \frac{2\,N_0}{A_{FM}^2}\int_{-\frac{f_b}{2}}^{+\frac{f_b}{2}} \frac{(f+f_{sp})^2}{f_d^2}\,cos(\pi f T_b)\,df$$

soit

$$\sigma_d^2 = \frac{2\,N_0}{A_{FM}^2\,f_d^2}\,f_{sp}^2\,f_b\,[\frac{2}{\pi} + (\frac{1}{2\pi} - \frac{4}{\pi^3})\,\frac{f_b^2}{f_{sp}^2}]$$

numériquement :

$$\sigma_d^2 = \frac{1,273\,N_0}{A_{FM}^2\,f_d^2}\,f_{sp}^2\,f_b\,(1 + 0,047\,\frac{f_b^2}{f_{sp}^2}) \tag{4.40}$$

Typiquement $f_{sp} \geq 60\ kHz$; $0,047\,\frac{f_b^2}{f_{sp}^2} \leq 0,005$ peut être négligé :

$$\sigma_d^2 \approx \frac{1,273\,N_0\,f_{sp}^2\,f_b}{A_{FM}^2\,f_d^2} \tag{4.41}$$

Le signal de données reçu est un signal duobinaire :

$$d(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} c_k\,r(t - [k + \frac{1}{2}]\,T_b)$$

où $c_k \in \{-1, +1\}$ et

$$\begin{aligned} r(t) &= i(t) * h_d(t) \\ &= M\,T.F^{-1}\left(1_{[-\frac{f_b}{2},\,\frac{f_b}{2}]}\,cos(\pi f T_b)\right) \\ &= \frac{M\,T_b}{2\pi}\,\frac{cos(\pi f_b t)}{\frac{T_b^2}{4} - t^2} \end{aligned}$$

$d(t)$ vaut $\frac{-M}{T_b}$, 0 ou $\frac{+M}{T_b}$ aux instants d'échantillonnage kT_b. Nous nous intéressons à la probabilité d'erreur sur ces niveaux duobinaires, car la probabilité d'erreur sur les symboles dépend de la façon dont on décode les d_k en c_k, qui peut être plus ou moins efficace (les d_k sont en effet corrélés). La variable de décision est ici :

$$Z = \frac{M}{T_b} d_k + n_d$$

Les seuils de détection sont :

$$S = \pm \frac{M}{2\,T_b}$$

et :

$$P_e = p\left((d_k = 1 \; et \; Z < S) \; ou \; (d_k = 0 \; et \; \mid Z \mid > S) \; ou \; (d_k = -1 \; et \; Z > -S)\right)$$

En supposant les symboles c_k équiprobables, $d_k = \frac{1}{2}(c_k + c_{k-1})$ donne :

$$p(d_k = 1) = p(d_k = -1) = \frac{1}{4} \;\; et \;\; p(d_k = 0) = \frac{1}{2}$$

alors :

$$P_e = \frac{1}{4}Q(\frac{M}{2T_b\sigma_d}) + \frac{1}{4}Q(\frac{M}{2T_b\sigma_d}) + \frac{1}{2}\left(Q(\frac{M}{2T_b\sigma_d}) + Q(\frac{M}{2T_b\sigma_d})\right)$$

d'où :

$$P_e = \frac{3}{2}Q(\frac{M}{2T_b\sigma_d}) \tag{4.42}$$

M est tel que $Sup \mid d(t) \mid = 1$.

$$d(t) = M \sum_{k=0}^{+\infty} c_k \, i(t - [k + \frac{1}{2}]T_b)$$

$$i(t) = \int_{-\frac{f_b}{2}}^{+\frac{f_b}{2}} cos(2\pi f t) \sqrt{cos(\pi f T_b)} \, df$$

$$Sup \mid d(t) \mid = M \; Sup \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \mid i(t - [k + \frac{1}{2}]T_b) \mid$$

L'examen du diagramme de l'œil montre que le maximum de $\mid d(t) \mid$ est atteint aux temps bits kT_b (contrairement au cas du duobinaire complet

pour lequel c'est au milieu de deux temps bits), ce que confirment nos calculs numériques. On trouve donc :

$$\frac{M}{T_b} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \mid i([k+\frac{1}{2}]T_b) \mid \approx \frac{M}{T_b} \sum_{k=-30}^{+30} \mid i([k+\frac{1}{2}]T_b) \mid \approx 1,568 \frac{M}{T_b}$$

Remarquons que l'excursion maximale ne peut être atteinte qu'au bout d'un temps infini. Néanmoins la valeur prise ici ne se produit que si 61 é.b consécutifs valent 1 (ou -1) ce qui ne se produit pour une séquence aléatoire que tous les 7,03E+19 périodes binaires!! Pour 41 é.b on obtient 1,546 et pour 31 on obtient 1,528 (entre 31 et 61 é.b la différence sur les courbes en C/N ne sera donc que de 0,22 dB : on voit que notre approximation est bien suffisante). Ainsi :

$$M \approx 0,638\, T_b \tag{4.43}$$

Comme pour le RDS, introduisons :

- l'excursion de fréquence due à Receptor :

$$e = f_d$$

- le rapport C/N dans une bande de mesure de B_m :

$$\frac{C}{N} = \frac{1}{2} \frac{A_{FM}^2}{N_0 Bm}$$

Alors :

$$P_e = 1,5\, Q\left(0,4\, \frac{e}{f_{sp}} \sqrt{\frac{B_m\, C}{f_b\, N}}\right) \tag{4.44}$$

La modulation AM-PSK est employée par le système RECEPTOR. Nous donnons à la page suivante les résultats du système RECEPTOR dans sa version originale, c'est à dire pour une valeur d'excursion de ± 7,5 kHz avec une sous-porteuse à 66,5 kHz.

Figure 4.3: Performances du système RECEPTOR en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz

4.6 Performances de la modulation Q²PSK

Le signal Q²PSK est produit par la superposition de deux signaux numériques modulés autour de deux sous-porteuses en quadrature. Chacun de ces signaux de données est du type :

$$d(t) = M \left(\sum_{k=0}^{+\infty} u_1(t - 2kT)\ c_{1,k} \ + \ u_2(t - 2kT)\ c_{2,k} \right)$$

où

$$u_1(t) = cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right)\ 1_{[-T,T]}$$

est la première mise en forme, et

$$u_2(t) = sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right)\ 1_{[-T,T]}$$

est la deuxième mise en forme orthogonale à $u_1(t)$.

M est un paramètre de normalisation tel que $Sup \mid s_d(t) \mid = 1$ (de façon que l'excursion due au signal de données soit égale à la fréquence de déviation).

Le débit de chaque séquence de symboles $c_{1,k}$ et $c_{2,K}$ est de $\frac{f_b}{4}$ où $f_b = \frac{1}{T_b}$ est le débit de symboles de la modulation Q²PSK complète.

La période binaire de modulation Q²PSK complète est :

$$T_b = \frac{T}{2}$$

Chacun des deux signaux en quadrature est démodulé suivant la méthode optimale de la théorie de la détection : deux variables de décision sont calculées par multiplication avec les deux mises en forme puis intégrées sur la période $2T$.

$$\begin{cases} Z_1 = \int_{-T}^{+T} d'(t)\ u_1(t)\ dt \\ et \\ Z_2 = \int_{-T}^{+T} d'(t)\ u_2(t)\ dt \end{cases} \tag{4.45}$$

$$\begin{cases} Z_1 = c_{1,k}\, M\, T \;+\; N_1 \\ et \\ Z_2 = c_{2,k}\, M\, T \;+\; N_2 \end{cases} \tag{4.46}$$

où :

$$\begin{cases} N_1 = \int_{-T}^{+T} n_d(t)\; u_1(t)\; dt \\ et \\ N_2 = \int_{-T}^{+T} n_d(t)\; u_2(t)\; dt \end{cases} \tag{4.47}$$

Dans le cas de la première porteuse, la règle de détection est :

- si $Z_1 > 0$ le symbole $c_{1,k}$ détecté est "1", sinon c'est "-1".
- si $Z_2 > 0$ le symbole $c_{2,k}$ détecté est "1", sinon c'est "-1".

Il ressort de la formule (4.47) que les N_i sont des échantillons d'un bruit gaussien centré obtenu à partir du bruit sur le signal numérique par les filtres de réponses impulsionnelles $u_i(-t)$.

Les réponses en fréquence correspondantes sont donc :

$$U_1(-f) = \frac{4T}{\pi}\,\frac{cos(2\pi fT)}{1-16f^2T^2}$$

$$U_2(-f) = \frac{16jT^2f}{\pi}\,\frac{cos(2\pi fT)}{1-16f^2T^2}$$

A partir de ces expression et de (4.25) on obtient les puissances des bruits N_i :

$$\sigma_1^2 = \frac{32\; N_0\; T^2}{\pi^2\; \alpha^2\; A_{FM}^2\; f_d^2} \int_{-B_d}^{+B_d} (f+f_{sp})^2\; \frac{cos^2(2\pi fT)}{(1-16\; f^2\; T^2)^2}\; df \tag{4.48}$$

et :

$$\sigma_2^2 = \frac{512\; N_0\; T^4}{\pi^2\; \alpha^2\; A_{FM}^2\; f_d^2} \int_{-B_d}^{+B_d} f^2(f+f_{sp})^2\; \frac{cos^2(2\pi fT)}{(1-16\; f^2\; T^2)^2}\; df \tag{4.49}$$

Ici, $\alpha = 1$ et $\beta = 0$. Tous les calculs faits :

$$\sigma_1^2 = \frac{32\; N_0\; T\; f_{sp}^2}{\pi^2\; A_{FM}^2\; f_d^2}(a_0 + a_2\frac{f_b^2}{4f_{sp}^2}) \tag{4.50}$$

et :

$$\sigma_2^2 = \frac{512\ N_0\ T\ f_{sp}^2}{\pi^2\ A_{FM}^2\ f_d^2}(a_2 + a_4 \frac{f_b^2}{4 f_{sp}^2}) \tag{4.51}$$

où :

$$a_k = \int_{-T\ B_d}^{+T\ B_d} u^k\ \frac{cos^2(2\pi u)}{(1 - 16\ u^2)^2}\ du \tag{4.52}$$

Le spectre du signal modulé Q²PSK est infini, dans le multiplex FM on est amené à le limiter afin de le rendre compatible avec le système R.D.S. Les paramètres que nous avons retenus sont :

- $f_b = 19$ kHz (19 kb/s)
- $B_d = 7,5$ kHz
- $f_{sp} = 68,5$ kHz

Cette coupure altère en fait le signal Q²PSK, ce dont nous ne pouvons pas tenir compte ici.

Par calcul numérique nous obtenons :

$T\ B_d \approx 0,7894$ et :

$a_0 \approx 0,614$ $\quad a_2 \approx 0,0331$ $\quad a_4 \approx 0,00467$

On peut remarquer que :

$$a_2 \frac{f_b^2}{4 f_{sp}^2} \approx 6,5E-4 \ll a_0$$

et que :

$$a_4 \frac{f_b^2}{4 f_{sp}^2} \approx 9,2E-5 \ll a_2$$

Finalement :

$$\sigma_1^2 \approx 1,99 \frac{N_0\ T\ f_{sp}^2}{A_{FM}^2\ f_d^2} \tag{4.53}$$

et :

$$\sigma_2^2 \approx 1,716 \frac{N_0\ T\ f_{sp}^2}{A_{FM}^2\ f_d^2} \tag{4.54}$$

La formule n'est pas homogène aux formules analogues des paragraphes précédents car nous avons considéré ici que les variables de décision étaient obtenues par intégration, ce qui multiplie la dimension de σ^2 par un temps au carré, ce qui n'est pas le cas quand il s'agit d'une moyenne comme dans le paragraphe (4.4) ou d'un simple échantillonnage comme dans le paragraphe (4.5).

La probabilité d'erreur pour chaque porteuse est la même, et un symbole pris au hasard dans le multiplex série a exactement la probabilité 1/2 d'avoir été transporté par l'une ou l'autre porteuse. La probabilité d'erreur est donc la même que sur une seule porteuse. De plus, un symbole sur deux exactement étant de chaque type $c_{1,k}$ ou $c_{2,k}$:

$$P_e = \frac{1}{2}\, P(c'_{1,k} \;\; est \;\; faux) \; + \; \frac{1}{2}\, P(c'_{2,k} \;\; est \;\; faux)$$

$$P_e = \; \tfrac{1}{2}\, P[(c_{1,k} = 1 \;\; et \;\; N_1 < -MT) \;\; ou \;\; (c_{1,k} = -1 \; et \; N_1 > MT)] \; +$$

$$\tfrac{1}{2}\, P[(c_{2,k} = 1 \;\; et \;\; N_2 < -MT) \;\; ou \;\; (c_{2,k} = -1 \; et \; N_2 < -MT)]$$

La symétrie de la distribution des bruits fait que même si les symboles "1" et "-1" ne sont pas équiprobables :

$$P_e = \frac{1}{2}\, Q\left(\frac{MT}{\sigma_1}\right) \; + \; \frac{1}{2}\, Q\left(\frac{MT}{\sigma_2}\right) \qquad (4.55)$$

Remarquons que les deux puissances de bruit étant légèrement différentes, la probabilité d'erreur n'est pas la même sur les symboles portés par l'une ou l'autre des deux impulsions de mise en forme : l'impulsion en cosinus est plus affectée par le bruit. Dans la pratique ceci est contrebalancé par le fait que l'impulsion en sinus est par contre plus distordue par la coupure de la bande à B_d que l'impulsion en cosinus.

Il faut maintenant calculer M :

$$\tfrac{1}{M} = \; Sup \; | \; (\textstyle\sum_k \; c_{1,k}\, u_1(t - 2kT) \; + \; c_{2,k}\, u_2(t - 2kT)) \; cos(2\pi f_{sp} t) +$$

$$(\textstyle\sum_k \; c_{3,k}\, u_1(t - 2kT) \; + \; c_{4,k}\, u_2(t - 2kT)) \; sin(2\pi f_{sp} t) \; |$$

d'où :

$$\frac{1}{M} = Sup \mid [c_1 \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + c_2 \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right)] \cos(2\pi f_{sp} t) +$$

$$[c_3 \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + c_4 \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right)] \sin(2\pi f_{sp} t) \mid$$

La borne supérieure étant à prendre pour $t \in [-T, +T]$ et $c_i \in \{-1, +1\}$.

Numériquement on trouve pour :

- la période $T = 2T_b = 1,04.10^{-4}$
- la fréquence $f_{sp} = 68,5$ kHz

$$\frac{1}{M} \approx 2,00 \ (obtenu \ si \ 0 \ ou \ 2 \ c_i \ valent \ -1) \rightarrow M \approx 0,5 \quad (4.56)$$

Introduisons l'excursion due au signal modulé Q²PSK :

$$e = f_d$$

(à cause de M) et le rapport C/N dans la bande de mesure B_m :

$$\frac{C}{N} = \frac{A_{FM}^2}{2 \ N_0 \ B_m}$$

La probabilité d'erreur est :

$$P_e = \frac{Q\left(0,709 \ \frac{e}{f_{sp}} \sqrt{\frac{B_m C}{f_b N}}\right)}{2} + \frac{Q\left(0,763 \ \frac{e}{f_{sp}} \sqrt{\frac{B_m C}{f_b N}}\right)}{2} \quad (4.57)$$

Attention ! Contrairement aux cas du R.D.S et de Receptor les facteurs numériques de la probabilité d'erreur donnée dans la formule (4.57) ne sont pas indépendants de f_b, ce que notre présentation pourrait laisser croire. Néanmoins la dépendance en f_b est en fait une dépendance en $TB_d = \frac{2B_d}{f_b}$ (calcul des σ_i). Les facteurs numériques donnés en (4.57) seraient inchangés dans une modification de f_b entraînant une modification proportionnelle de B_d (ce qui est raisonnable).

Nous donnons pages suivantes la courbe $TEB = f\left(\frac{C}{N}\right)$ pour une excursion de ± 7,5 kHz, la bande de mesure de bruit B_m ayant été fixée à 200 kHz, et la sous-porteuse étant située à la fréquence de 68,5 kHz.

Figure 4.4: Performances de la modulation Q^2PSK en présence de bruit. Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz

4.7 Critique du modèle

Le procédé de linéarisation de la démodulation FM que nous avons utilisé supposait que le bruit soit petit devant le signal, soit exactement :

$$| n(t) | \ll A_{FM}$$

$n(t)$ admettant une densité de probabilité gaussienne admet en fait des valeurs aussi grandes qu'on veut avec des probabilités non nulles :

$$p(| n(t) | > A) = 2\,Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) > 0$$

quel que soit A

D'ailleurs les erreurs dont nous cherchons la probabilité ne surviennent que parce que $n(t)$ admet un tel comportement : il y a donc un paradoxe logique à supposer $n(t)$ petit pour calculer la probabilité d'évènements causés par le fait qu'il puisse être "grand" de temps en temps.

Oublions ce petit affront à la logique et décidons que par n(t) petit devant le signal FM, nous entendons par exemple :

$$p\left(| n(t) | < \frac{A_{FM}}{10}\right) > 90\,\% \tag{4.58}$$

soit :

$$1,645\,\sigma < \frac{A_{FM}}{10} \tag{4.59}$$

En prenant pour valeur de la bande occupée par le signal FM la valeur 200 kHz, qui est celle dans laquelle le rapport C/N est mesuré, on obtient une expression de cette condition en terme de C/N par :

$$\frac{C}{N} = \frac{A_{FM}^2}{\sigma^2} > 135,3$$

ou encore : $\frac{C}{N} > 21,3\,dB$

En remplaçant dans (4.58) 90 % par la valeur plus faible 70 %, la condition sur le rapport C/N en dB devient : $C/N > 17dB$

Chapitre 5

Principe des simulations

5.1 Généralités

L'objet des programmes est d'évaluer les probabilités d'erreur en sortie des récepteurs des différents systèmes en fonction des perturbations rencontrées dans le canal de transmission. Le calcul théorique permet une bonne évaluation des performances des systèmes dans le cas d'une chaîne exempte de distorsion. En présence de distorsions, la simulation numérique reste la méthode la plus intéressante pour comparer les performances des techniques de codage et de modulation en terme de taux d'erreur. Elle permet également d'évaluer l'effet des modifications apportées sur certains systèmes actuellement expertisés par TDF.

Le module informatique ELMER simulant des systèmes de diffusion de données sur la voie FM comprend plusieurs programmes que nous avons développés en langage C sur une station de travail SUN 4. Pour chaque modulation, un programme permet la génération de fichiers contenant les valeurs des échantillons correspondant aux signaux étudiés. Ces fichiers sont transférés vers un PC qui affiche les spectres des signaux bande de base FM et les diagrammes de l'œil en réception. Un autre programme permet d'évaluer les taux d'erreur en fonction des différentes distorsions analysées.

La simulation numérique est effectuée dans le domaine temporel où

tous les signaux sont calculés échantillon par échantillon. Le schéma synoptique du modèle utilisé est détaillé sur la figure 5.1.

Figure 5.1: Chaîne de diffusion numérique

- Les éléments binaires de chaque source sont générés de façon pseudo-aléatoire.
- Le modulateur RDS utilisé est décrit dans le document de l'UER de mars 1984 [SPE].
- L'ensemble modulateur et démodulateur NS représente les différents types de modulation devant être comparés.
- Le compteur d'erreurs permet de mesurer la qualité de la transmission en fonction des perturbations apportées par le canal de propagation.
- Le canal ajoute au signal modulé en fréquence un bruit additif, blanc, gaussien, de densité spectrale bilatérale de puissance $N_o/2$. On peut également simuler la perturbation apportée par un écho d'amplitude, de phase, et de retard choisis par l'utilisateur.

Les filtres de mise en forme et de réception sont simulés par convolution du signal d'entrée avec la réponse impulsionnelle du filtre obtenue par transformation de Fourier inverse de la réponse en fréquence. Les réponses impulsionnelles sont précalculées une fois pour toutes par des programmes qui génèrent deux fichiers, l'un contenant les coefficients de la réponse impulsionnelle et l'autre les informations nécessaires à la visualisation sur l'écran d'un PC. Le programme principal comporte pour chaque exécution une phase d'initialisation durant laquelle les coefficients sont chargés dans un tableau.

Les échantillons complexes de bruit sont calculés directement dans le programme principal où l'utilisateur fixe le rapport C/N en dB de la puissance de la porteuse à la densité spectrale de puissance de bruit dans une bande de 200 kHz. Un programme calcule la réponse impulsionnelle du canal comportant un ou plusieurs échos dont les caractéristiques sont choisies par l'utilisateur. Les coefficients de la réponse impulsionnelle sont chargés dans un tableau durant la phase d'initialisation du programme principal.

Le signal modulé en fréquence $s_{FM}(t)$ autour de la porteuse de fréquence f_p comprise entre 87,5 et 108 MHz nécessite une fréquence d'échantillonnage élevée. Pour éviter cette difficulté, nous calculons le signal complexe équivalent bande de base du signal FM, ce qui ramène le spectre autour de l'origine. On calcule alors séparément les parties réelle et imaginaire de chaque échantillon. La modulation complexe de fréquence consiste à produire deux sinusoïdes déphasées de 90° dont la phase est, à l'échelle fixée par la déviation, l'intégrale du signal modulant s(t). Le démodulateur FM, strictement inverse du modulateur, est un dérivateur de phase du signal complexe d'entrée $s'_{FM}(t)$; il délivre un signal réel $s'(t)$.

La fréquence d'échantillonnage est choisie telle qu'elle soit supérieure à huit fois la plus haute fréquence du signal bande de base FM qui est de 76 kHz. Elle peut varier suivant les versions des systèmes et les débits simulés.

Après cette brève description, nous allons présenter plus en détail les différentes fonctions.

5.2 Modèle adopté

5.2.1 Edition des fichiers de données binaires pseudo-aléatoires

Comme le montre la figure 5.1, il est nécessaire de pouvoir fabriquer deux séquences indépendantes d'éléments binaires aléatoires associées respectivement au système RDS et au nouveau système. Ces deux séquences sont obtenues à partir de codes polynomiaux de degrés différents.

Une séquence pseudo-aléatoire engendrée par un polynôme G(X) de degré n supposé irréductible est obtenue par division suivant les puissances croissantes de 1 par G(X); c'est à dire que si :

$(a_0, a_1, ...,a_n,...)$ est la séquence pseudo-aléatoire représentée par la série entière :

$$A(X) = a_0 \oplus a_1 X \oplus ... \oplus a_n X^n \oplus ... = \sum_{k=0}^{+\infty} a_k X^k$$

où $\oplus$ représente l'opérateur d'addition modulo 2.

alors A(X) = 1 / G(X)

Il est connu [BIC 2] que la séquence $(a_0, a_1...,a_n)$ est périodique de période :

$$T = 2^n - 1$$

et qu'elle contient toutes les suites de n éléments binaires consécutifs sauf (0,0,...,0).

Les programmes calculent les éléments binaires a_k du nouveau système et b_k pour le RDS de proche en proche par récurrence à partir des relations suivantes :

En utilisant un polynôme G(X) de degré 11,

$$G(X) = X^{11} \oplus X^2 \oplus 1$$

les b_k valent alors :

$$\begin{aligned} b_0 &= 1\,,\ b_1 = 0 \\ b_k &= b_{k-2} && si\ k \leq 10 \\ b_k &= b_{k-2} \oplus b_{k-11} && si\ k > 10 \end{aligned}$$

et en choisissant un polynôme G(X) de degré 16,

$$G(X) = X^{16} \oplus X^{12} \oplus X^7 \oplus X^2 \oplus 1$$

les a_k valent alors :

$$\begin{aligned} a_0 &= 1\,,\ a_1 = 0 \\ a_k &= a_{k-2} && si\ k \leq 6 \\ a_k &= a_{k-2} \oplus a_{k-7} && si\ 7 \leq k \leq 11 \\ a_k &= a_{k-2} \oplus a_{k-7} \oplus a_{k-12} && si\ 12 \leq k \leq 15 \\ a_k &= a_{k-2} \oplus a_{k-7} \oplus a_{k-12} \oplus a_{k-15} && si\ k > 15 \end{aligned}$$

Ces relations sont obtenues simplement en développant l'égalité :

$$B(X).G(X) = 1 \ \ et \ \ A(X).G(X) = 1$$

Les éléments binaires a_k et b_k sont calculés dans chaque programme par des fonctions internes et rangés dans des fichiers. Le nombre d'éléments binaires ainsi engendrés est choisi par l'utilisateur.

5.2.2 Codage et modulation

Adoptons pour chaque type de modulation les notations suivantes : soit T_b la période des éléments binaires a_k, le débit binaire est de $f_b = \frac{1}{T_b}$. La fréquence d'échantillonnage des signaux est $f_e = \frac{1}{T_e}$ où T_e est la période d'échantillonnage. N_p est le nombre d'échantillons du signal par période bit.

Les éléments binaires a_k ou b_k sont codés et modulés autour des sous-porteuse f_{sp} ou f_{rds} selon les règles définies au chapitre 3.

Codage et modulation AM-PSK (système RECEPTOR)

Les éléments binaires a_k sont précodés suivant la règle définie au paragraphe 3.2 pour engendrer des éléments c_k et le signal de données émis s'écrit alors :

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k \; h_e(t - kT_b)$$

où $h_e(t)$ représente la réponse impulsionnelle du filtre d'émission dont la réponse en fréquence est :

$$H_e(f) = \begin{cases} \sqrt{T_b cos(T_b \pi f)} & si \quad |f| \leq \frac{1}{2T_b} \\ 0 & si \quad |f| \geq \frac{1}{2T_b} \end{cases} \tag{5.1}$$

$h_e(t)$ est connu par sa transformée de Fourier :

$$\begin{aligned} h_e(t) &= TF^{-1} \, H_e(f) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} H_e(f) \, e^{j2\pi ft} \, df \end{aligned}$$

Figure 5.2: Réponse impulsionnelle du filtre d'émission

La réponse en fréquence du filtre d'émission d'expression,

$$H_e(f) = A(f)\ e^{j\Phi(f)}$$

où le gain du filtre $A(f)$ est pair et la phase $\Phi(f)$ impaire, est hermitique, $h_e(t)$ peut donc s'écrire :

$$h_e(t) \ = \ 2 \int_0^{2T_b} \sqrt{T_b\ cos(T_b \pi f)}\ cos(2\pi f)\ df$$

$h_e(t)$ est calculée pour toutes les valeurs de t comprises entre $-N_1\ T_b$ et $+N_2\ T_b$ multiples de T_b/N_p. Pour une fréquence d'échantillonnage $f_e = 3,8$ MHz, l'entier N_p est de 200 pour $T_b = 1/f_b = 1/19.10^3$ s .

Les entiers N_1 et N_2 définissent la fenêtre à l'intérieur de laquelle l'interférence entre les symboles est significative; d'après les simulations, les valeurs $N_1 = N_2 = 12$ définissent la fenêtre optimale. Les intégrales sont

calculées numériquement par la méthode de Simpson au pas de 9,5 Hz. La méthode de Simpson consiste en l'approximation suivante :

$$\int_a^b f(x)dx \approx f(a) + 4\sum_1^n f(a+(2k-1)h) + 2\sum_1^{n-1} f(a+2kh) + f(b)$$

où $h = (b-a)/2n$ est le pas de l'approximation et n est un entier supérieur ou égal à 2. Cette méthode est employée pour calculer les réponses impulsionnelles des filtres des différentes techniques.

Les valeurs de la réponse impulsionnelle sont rangées dans un fichier et utilisées ultérieurement dans le programme principal. La réponse impulsionnelle normalisée du filtre d'émission correspondant à l'impulsion de mise en forme est représentée sur la figure 5.2.

Le signal de données module en amplitude la sous-porteuse de fréquence $f_{sp} = 66,5$ kHz de telle sorte que :

$$s_d(t) = \sum_{k=-N_1}^{N_2} c_k \; h_e(t-kT_b) \; cos(2\pi f_{sp} t)$$

Modulation AM-PSK avec filtrage supplémentaire à l'émission

Le système RECEPTOR n'est pas compatible avec le système RDS; pour le rendre compatible nous avons ajouté un filtre supplémentaire à l'émission de telle sorte que le spectre du signal RECEPTOR ne recouvre pas le spectre du signal RDS. Deux solutions sont proposées comportant chacune un filtre de Nyquist soit à l'émission soit à la réception; dans les deux cas la mise en forme du signal émis est modifiée. Les caractéristiques des filtres supplémentaires ont été déterminées au CERIM où étaient effectués les essais et mesures du système RECEPTOR [ROU 1,ROU 2].

Filtre de Nyquist à la réception

Le filtre de Nyquist se trouve dans le récepteur et le filtre supplémentaire d'émission est un filtre passe-bande qui supprime une partie de la bande

latérale inférieure du spectre du signal modulé MA DBSP. La réponse en fréquence du filtre d'émission supplémentaire représentée sur la figure 5.3 s'exprime, s'il est placé autour de la sous-porteuse, par :

$$H_S(f) = \begin{cases} sin^2\left(\frac{\pi}{2}\frac{(f-(f_1)}{f_2-f_1}\right) & si \;\; f_1 \leq f \leq f_2 \\ 1 & si \;\; f_2 \leq f \leq f_3 \\ 0 & partout \;\; ailleurs \end{cases}$$

avec

$$\begin{cases} f_{sp} &= 66,5\, kHz \\ f_1 &= 60\, kHz \\ f_2 &= 61,6\, kHz \\ f_3 &= 76\, kHz \end{cases}$$

Mais dans le cas des simulations nous l'avons intégré avec le filtre d'émission $H_e(f)$ défini en équation 5.1 en équivalent bande de base ce qui d'un point de vue théorique est strictement équivalent. Les valeurs des fréquences de coupure représentées sur la figure 5.4 sont alors :

$$\begin{cases} f_{sp} &= 0\, kHz \\ f_1 &= -6,5\, kHz \\ f_2 &= -4,9\, kHz \\ f_3 &= 9,5\, kHz \end{cases}$$

L'impulsion de mise en forme s'écrit :

$$i(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} I(f)\, e^{j2\pi ft}\, df$$

avec

$$I(f) = H_e(f) \,.\, H_s(f)$$

L'impulsion de mise en forme est complexe de partie réelle $\Re e(i(t))$ et de partie imaginaire $\Im m(i(t))$.

Le signal de données complexe s'écrit alors :

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k[\Re e\ (i(t-kT_b)) + j\ \Im m\ (i(t-kT_b))]$$

Les parties réelle et imaginaire de l'impulsion de mise en forme représentées sur les figures 5.5 et 5.6 sont calculées numériquement pour les valeurs de t comprises entre -N_1T_b et +N_2T_b au pas de la période d'échantillonnage $T_e = 1/f_e = T_b/200$. Les valeurs $N_1 = N2 = 12$ représentent la largeur de la fenêtre à l'intérieur de laquelle l'IES est significative.

Le signal de données module en amplitude la sous-porteuse $f_{sp} = 66,5$ kHz tel que :

$$\begin{aligned} s_d(t) &= \Re e\ \left(d(t)\ e^{j2\pi f_{sp}t}\right) \\ &= p(t)\ cos(2\pi f_{sp}t) - q(t)\ sin(2\pi f_{sp}t) \end{aligned}$$

avec

$$p(t) = \sum_{k=-N_1}^{N_2} c_k \Re e\ (i(t-kT_b))$$

et

$$q(t) = \sum_{k=-N_1}^{N_2} c_k j\ \Im m\ (i(t-kT_b))$$

Figure 5.3: Réponse du filtre supplémentaire d'émission $H_e(f)$ passe-bande

Figure 5.4: Réponse du filtre supplémentaire d'émission $H_e(f)$ en équivalent bande de base

Figure 5.5: Partie réelle de l'impulsion de mise en forme normalisée

Figure 5.6: Partie imaginaire de l'impulsion de mise en forme normalisée

Filtre de Nyquist à l'émission

Dans ce cas, le filtre supplémentaire d'émission est le filtre de Nyquist. La réponse en fréquence de ce filtre est à symétrie impaire autour de la fréquence de la sous-porteuse si le filtre est placé après modulation MA DBSP et autour de 0 Hz si le filtre est intégré en équivalent bande de base avec le filtre d'émission $H_e(f)$ d'équation 5.1. La réponse en fréquence du filtre passe-bande supplémentaire représentée sur la figure 5.7 est donnée par :

$$H_S(f) = \begin{cases} sin^2\left(\frac{\pi}{2}\frac{f-f_1}{f_2-f_1}\right) & si \;\; f_1 \leq f \leq f_2 \\ 1 & si \;\; f_2 \leq f \leq f_3 \\ 2 - sin^2\left(\frac{\pi}{2}\frac{f_4-f}{f_4-f_3}\right) & si \;\; f_3 \leq f \leq f_4 \\ 2 & si \;\; f_4 \leq f \leq f_5 \\ 0 & partout \;\; ailleurs \end{cases}$$

avec

$$\begin{cases} f_{sp} = 66,5\, kHz \\ f_1 = 62\, kHz \\ f_2 = 63\, kHz \\ f_3 = 70\, kHz \\ f_4 = 71\, kHz \\ f_5 = 76\, kHz \end{cases}$$

Le filtre passe-bas équivalent bande de base est représenté sur la figure 5.8 où les valeurs des fréquences de coupure sont :

$$\begin{cases} f_{sp} = 0\, kHz \\ f_1 = -4,5\, kHz \\ f_2 = -3,5\, kHz \\ f_3 = 3,5\, kHz \\ f_4 = 4,5\, kHz \\ f_5 = 9,5\, kHz \end{cases}$$

L'impulsion de mise en forme s'écrit :

$$i(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} I(f)\, e^{j2\pi ft}\, df$$

avec,

$$I(f) = H_e(f) \,.\, H_s(f)$$

L'impulsion de mise en forme est complexe de partie réelle $\Re e\ (i(t))$ et de partie imaginaire $\Im m\ (i(t))$.

Le signal de données complexe s'écrit donc :

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k[\Re e\ (i(t - kT_b)) + j\ \Im m\ (i(t - kT_b))]$$

Les parties réelle et imaginaire de l'impulsion de mise en forme représentées sur les figures 5.9 et 5.10 sont calculées sur ordinateur pour $N_1 = N2 = 12$.

Le signal de données module en amplitude la sous-porteuse $f_{sp} = 66,5$ kHz tel que :

$$\begin{aligned} s_d(t) &= \Re e\ \left(d(t)\ e^{j2\pi f_{sp}t}\right) \\ &= p(t)\ cos(2\pi f_{sp}t) - q(t)\ sin(2\pi f_{sp}t) \end{aligned}$$

avec

$$p(t) = \sum_{k=-N_1}^{+N_2} c_k \Re e\ (i(t - kT_b))$$

et

$$q(t) = \sum_{k=-N_1}^{+N_2} c_k j\ \Im m\ (i(t - kT_b))$$

Figure 5.7: Réponse du filtre supplémentaire d'émission $H_s(f)$ passe-bande

Figure 5.8: Réponse du filtre supplémentaire d'émission $H_s(f)$ en équivalent bande de base

Figure 5.9: Partie réelle de l'impulsion de mise en forme normalisée

Figure 5.10: Partie imaginaire de l'impulsion de mise en forme normalisée

Codage et modulation OQPRS

La source d'éléments binaires a_k appartenant à {0,1} est démultiplexée en deux sources d'éléments binaires a_{2k} et a_{2k+1}. Ces deux sources sont précodées suivant le schéma:

$$b_{2k} = a_{2k} \oplus b_{2k-2}$$

et

$$b_{2k+1} = a_{2k+1} \oplus b_{2k-1}$$

Les éléments binaires b_{2k} et b_{2k+1} appartenant à {0,1} sont ensuite convertis en éléments binaires c_{2k} et c_{2k+1} appartenant à {-1,+1}. Ils sont liés par la relation :

$$c_{2k} = 2b_{2k} - 1$$

et

$$c_{2k+1} = 2b_{2k+1} - 1$$

Les éléments binaires c_{2k} et c_{2k+1} appartenant à {-1,+1} sont véhiculés par les signaux $e_p(t)$ et $e_q(t)$ tels qu'ils sont représentés sur la figure 3.11. Les signaux $e_p(t)$ et $e_q(t)$ s'écrivent :

$$e_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k} \ \delta(t - 2kT_b)$$

et

$$e_q(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k+1} \ \delta(t - (2k+1)T_b)$$

Ces impulsions sont ensuite filtrées par un filtre $H_e(f)$ d'expression :

$$H_e(f) = \begin{cases} \sqrt{cos(T_s \pi f)} & si \ \ |f| \leq \frac{1}{2T_s} \\ 0 & si \ \ |f| \geq \frac{1}{2T_s} \end{cases} \qquad (5.2)$$

où $T_s = 2T_b$

et $T_b = 1/19.10^3$ s pour un débit f_b de 19.10^3 b/s , $T_b = 1/29687,5$ s pour un débit f_b de l'ordre de 30 kb/s.

La réponse en fréquence de ce filtre qui sera également celle du filtre de réception est représentée sur la figure 5.11.

Les signaux $e_p(t)$ et $e_q(t)$ mis en forme sont ensuite modulés en amplitude autour de deux sous-porteuses en quadrature à la fréquence $f_{sp} = 68,5$ kHz et additionnés pour donner le signal :

$$s_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k}\ h_e(t-2kT_b)cos(2\pi f_{sp}t)\ +\ c_{2k+1}\ h_e(t-(2k+1)T_b)sin(2\pi f_{sp}t)$$

La réponse impulsionnelle $h_e(t)$ du filtre d'émission est calculée numériquement par transformation de Fourier inverse et gardée en mémoire. Elle est représentée sur la figure 5.12 pour un débit de 19 kb/s et 29687,5 b/s où les valeurs N1 et N2 sont égales à 16 et $T_s = 2T_b$. La fréquence d'échantillonnage f_e est de 1,52 MHz pour le débit de 19 kb/s alors que pour des débits de l'ordre de 30 kb/s, nous avons choisi $f_e = 1,9$ MHz de telle sorte qu'un élément binaire au débit de 29687,5 b/s compte 64 échantillons.

Le signal OQPRS émis s'écrit alors :

$$s_d(t) = \sum_{k=-N1}^{+N2} c_{2k}\ h_e(t-2kT_b)cos(2\pi f_{sp}t)\ +\ c_{2k+1}\ h_e(t-(2k+1)T_b)sin(2\pi f_{sp}t)$$

Figure 5.11: Réponse en fréquence du filtre d'émission ou de réception en modulation OQPRS

Figure 5.12: Impulsions de mise en forme $h_e(t)$ en modulation OQPRS

Codage et modulation OQPSK et QPSK

On opère sur la source d'informations numériques a_k un changement de niveau par :

$$c_k = 2\,a_k - 1$$

La source d'informations c_k est démultiplexée en deux sources d'éléments binaires transmis au rythme $1/2T_b$. Les deux trains de données sont décalés de la durée T_b et codés par les signaux $e_p(t)$ et $e_q(t)$ tels que:

$$e_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k}\ \delta(t - 2kT_b)$$

et

$$e_q(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k+1}\ \delta(t - (2k+1)T_b)$$

On note que pour la modulation QPSK, les deux trains de données ne sont pas décalés de la période T_b, de telle sorte que :

$$e_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k}\ \delta(t - 2kT_b)$$

et

$$e_q(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k+1}\ \delta(t - 2kT_b)$$

Ces deux signaux sont ensuite filtrés par un filtre d'émission de réponse en fréquence :

$$H_e(f) = \begin{cases} 1 & si\ \ 0 \leq f \leq f_c(1-\alpha) \\ cos\frac{\pi}{4\alpha f_c}(f - (1-\alpha)f_c) & si\ \ f_c(1-\alpha) \leq f \leq f_c(1+\alpha) \\ 0 & si\ \ f \geq f_c(1+\alpha) \end{cases} \qquad (5.3)$$

avec $f_c = \frac{1}{2T_s} = \frac{1}{4T_b}$

Figure 5.13: Réponse en fréquence des filtres d'émission ou de réception en modulation OQPSK (α = 0,5) et QPSK (α = 0,3)

En modulation OQPSK $T_b = 1/19.10^3$ s et $\alpha = 0,5$ alors qu'en modulation QPSK, $T_b = 1/48.10^3$ s et $\alpha = 0,3$.

La figure 5.13 présente la réponse en fréquence des filtres passe-bas d'émission identiques à ceux qui se trouveront dans le récepteur.

Les signaux $e_p(t)$ et $e_q(t)$ mis en forme sont ensuite modulés en amplitude autour des deux sous-porteuses $cos(2\pi f_{sp}t)$ et $sin(2\pi f_{sp}t)$ en quadrature et additionnés pour donner le signal modulé. La fréquence f_{sp} de la sous-porteuse est de 68,5 kHz pour la modulation OQPSK et 76 kHz pour la modulation QPSK. Le signal en sortie du modulateur OQPSK s'écrit :

$$s_{oqpsk}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k}\ h_e(t-2kT_b)cos(2\pi f_{sp}t) \ + \ c_{2k+1}\ h_e(t-(2k+1)T_b)sin(2\pi f_{sp}t)$$

alors qu'en sortie du modulateur QPSK, le signal modulé devient :

$$s_{qpsk}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{2k}\ h_e(t-2kT_b)cos(2\pi f_{sp}t) \ + \ c_{2k+1}\ h_e(t-2kT_b)sin(2\pi f_{sp}t)$$

Les réponses impulsionnelles $h_e(t)$ des filtres d'émission calculées par

transformation de Fourier inverse de la réponse en fréquence $H_e(f)$ sont gardées en mémoire sur ordinateur pour les valeurs de t comprises entre $-N1Ts$ et $+N2Ts$ ($Ts = 2T_b$) multiples de la période d'échantillonnage $T_e = 1/f_e$. La fréquence d'échantillonnage f_e est de 1,52 MHz pour la modulation OQPSK et 1,9 MHz pour la modulation QPSK. Le débit réel simulé de la modulation QPSK est de 47,5 b/s, un élément binaire QPSK est alors représenté par 40 échantillons. Dans les deux cas de modulation $N_1 = N_2 = 8$.

Les figures 5.14 et 5.15 donnent les réponses impulsionnelles normalisées $h_e(t)$.

Les signaux générés s'écrivent alors :

- En sortie du modulateur OQPSK :

$$s_d(t) = \sum_{k=-N_1}^{+N_2} c_{2k}\ h_e(t-2kT_b)cos(2\pi f_{sp}t)\ +\ c_{2k+1}\ h_e(t-(2k+1)T_b)sin(2\pi f_{sp}t)$$

- en sortie du modulateur QPSK :

$$s_d(t) = \sum_{k=-N_1}^{+N_2} c_{2k}\ h_e(t-2kT_b)cos(2\pi f_{sp}t)\ +\ c_{2k+1}\ h_e(t-2kT_b)sin(2\pi f_{sp}t)$$

Figure 5.14: Impulsion de mise en forme $h_e(t)$ en modulation OQPSK

Figure 5.15: Impulsion de mise en forme $h_e(t)$ en modulation QPSK

Codage et modulation Q²PSK

La source d'éléments binaires a_k est démultiplexée en quatre sources $\{a_{4k+i}\}$ (i=1,2,3,4).

Le signal de sortie du modulateur Q²PSK a pour expression :

$$s_d(t) = s_{q^2psk}(t) * h_e(t)$$

où $h_e(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre passe-bande d'émission qui élimine l'interférence avec le signal RDS et * l'opération de convolution. D'un point de vue théorique, ce filtre peut être simulé par filtrage passe-bas des impulsions de mises en formes $i_1(t)$ et $i_2(t)$ définies au paragraphe 3.1.2 du chapitre 3. Notons que la période bit de la modulation Q²PSK complète ($1/19.10^3$ s) est ici représentée par T_b et non pas par T/2 définie au chapitre 3. Soit $T_s = 2T_b$, le signal de données devient alors :

$$s_d(t) = \sum_{k=-N1}^{k=N2} \{ \; [a_{4k+1}\, i_1'(t-2kT_s) \; + \; a_{4k+2}\, i_2'(t-2kT_s)]\; cos(2\pi f_{sp} t) \; +$$

$$[a_{4k+3}\, i_1'(t-2kT_s) \; + \; a_{4k+4}\, i_2'(t-2kT_s)]\; sin(2\pi f_{sp} t)\}$$

où

$$i_1'(t) = i_1(t) * h_e(t)$$

et

$$i_2'(t) = i_2(t) * h_e(t)$$

Les impulsions $i'_1(t)$ et $i'_2(t)$ ne sont plus limitées en temps et génèrent de l'IES. Les entiers N1 et N2 définissent la fenêtre à l'intérieur de laquelle l'IES est significative. $i'_1(t)$ et $i'_2(t)$ sont calculées de la façon suivante:

$$i'_1(t) = TF^{-1}[I'_1(f)] = TF^{-1}[I_1(f) \times H_e(f)]$$

et

$$i'_2(t) = TF^{-1}[I'_2(f)] = TF^{-1}[I_2(f) \times H_e(f)]$$

où TF^{-1} désigne la transformation de Fourier inverse.

Les calculs de $I_1(f)$ et $I_2(f)$ donnent:

$$I_1(f) = \frac{4T_s cos(2\pi f T_s)}{\pi(1 - 16f^2T_s^2)}$$

et

$$I_2(f) = \frac{-j16fT_s^2 cos(2\pi f T_s)}{\pi(1 - 16f^2T_s^2)}$$

La réponse en fréquence du filtre d'émission est donnée par :

$$H(f) = \begin{cases} 1 & si \;\; 0 \leq f \leq f_c(1-\alpha) \\ cos^2 \frac{\pi}{4\alpha f_c}(f - (1-\alpha)f_c) & si \;\; f_c(1-\alpha) \leq f \leq f_c(1+\alpha) \\ 0 & si \;\; f \geq f_c(1+\alpha) \end{cases}$$

avec $f_c = 6,52\ kHz$ et $\alpha = 0,15$

$i'_1(t)$ et $i'_2(t)$ sont calculées numériquement pour toutes les valeurs de t comprises entre $-N_1T_s$ et $+N_2T_s$ multiples de la période d'échantillonnage T_e et gardées en mémoire pour être utilisées ultérieurement. La fréquence d'échantillonnage est $f_e = 1,52$ MHz et la durée $T_b = 1/19.10^3$ s d'un élément binaire compte 80 échantillons.

Les deux impulsions normalisées obtenues pour N1=N2=4 sont présentées sur la figure 5.16.

Figure 5.16: Impulsions de mise en forme $i'_1(t)$ et $i'_2(t)$

Codage et modulation du signal RDS

Le signal RDS ainsi que le signal de données supplémentaire sont émis simultanément lorsqu'ils sont tous les deux compatibles. Le modulateur RDS émet un signal $s_a(t)$ qui est multiplexé en fréquence avec le signal de données $s_d(t)$ avant d'être modulé en fréquence. Le signal $s_a(t)$ généré par les programmes de simulation est conforme à la spécification du système RDS.

Les éléments binaires b_k appartenant à {0,1} sont transformés en eb_k appartenant à {-1,+1}. Le codage différentiel est ignoré à l'émission comme à la réception mais il en sera tenu compte à partir des résultats obtenus; les eb_k donnent lieu à une double impulsion impaire ± e(t) telle que:

$$e(t) = \delta(t + \frac{t_d}{4}) \ - \ \delta(t - \frac{t_d}{4})$$

avec t_d période d'un élément binaire RDS de 1/1187,5 seconde.

Ces paires d'impulsions sont ensuite partiellement mises en forme par un filtre $H_e(f)$ d'émission d'expression :

$$H_e(f) = \begin{cases} cos\frac{\pi f t_d}{4} & si \ 0 \leq f \leq \frac{2}{t_d} \\ 0 & si \ f \geq \frac{2}{t_d} \end{cases} \tag{5.4}$$

Figure 5.17: Impulsion de mise en forme $h_e(t)$ du système RDS

Le signal de données en sortie du filtre d'émission est :

$$d_{rds}(t) = \sum_{k=-N1}^{+N2} eb_k[e(t) * h_e(t - kt_d)]$$

$$= \sum_{k=-N1}^{+N2} eb_k \left[h_e\left(t - \frac{t_d(4k-1)}{4}\right) - h_e\left(t - \frac{t_d(4k+1)}{4}\right)\right]$$

$h_e(t)$ est calculée par transformation de Fourier inverse de $H_e(f)$. $h_e(t)$ normalisée est représentée sur la figure 5.17 pour les valeurs N1=N2=8.

Le signal de sortie du filtre d'émission module en amplitude à sous-porteuse supprimée la sous-porteuse de fréquence f_{rds} = 57 kHz. Le signal modulé est :

$$s_a(t) = \sum_{k=-N1}^{+N2} eb_k \left[h_e\left(t - \frac{t_d(4k-1)}{4}\right) - h_e\left(t - \frac{t_d(4k+1)}{4}\right)\right] sin(2\pi f_{rds} t))$$

5.2.3 Modulation de fréquence

Le signal complexe équivalent bande de base du signal modulé en fréquence s'écrit :

$$s_{FM}(t) = exp(j2\pi f_d \int_0^t s(\tau)d\tau)$$

où

$$s(t) = A_a s_a(t) \ + \ A_d s_d(t)$$

$s_a(t)$ est le signal de sortie du modulateur RDS,

$s_d(t)$ est le signal de sortie du modulateur N-S supplémentaire,

f_d = 75 kHz est la déviation de fréquence normalisée par unité du signal modulant.

A_a et A_d sont deux facteurs de réglage du gain de l'amplitude des signaux $s_a(t)$ et $s_d(t)$. L'envoi d'une première séquence de l'ordre de 10^4 éléments binaires détermine l'amplitude maximale du signal modulant $s_d(t)$ ou $s_a(t)$. Les facteurs A_a et A_d sont alors calculés de façon à ce que l'excursion maximale ε_a et ε_d provoquée par chaque signal de données corresponde à celle désirée pour chaque système.

Pour le signal de données RDS, le facteur de gain est :

$$A_a = \frac{\varepsilon_a}{f_d sup \mid s_a(t) \mid}$$

et pour le système N-S :

$$A_d = \frac{\varepsilon_d}{f_d sup \mid s_d(t) \mid}$$

L'excursion maximale de fréquence totale donnée par ,

$$\varepsilon(t) = sup(f_d s(t))$$

doit être telle que :

$$-7,5\ kHz \leq \varepsilon(t) \leq +7,5\ kHz$$

soit 10% de l'excursion maximale de la porteuse FM due à l'ensemble du signal multiplex bande de base FM comprenant, en plus des signaux d'informations supplémentaires, le signal multiplex stéréophonique.

Cette façon de procéder n'est pas conforme à la spécification du système RDS qui préconise comme limite une déviation de la porteuse FM due à la sous-porteuse non modulée. En revanche, elle correspond à la procédure de réglage des codeurs RDS utilisés par TDF en émission FM, et est conforme à la recommandation 643 du CCIR concernant la spécification du système de diffusion de données en radiodiffusion présentée en annexe 4.

L'intégration du signal multiplex est calculée numériquement par :

$$\int_0^t s(\tau)d\tau = T_e \sum_{k=0}^{n} s_k = T_e \sum_{k=0}^{n-1} s_k \ + \ T_e s_n$$

où T_e est la période d'échantillonnage.

$s_{FM}(t)$ devient donc en distinguant les parties réelle et imaginaire :

$$\Re e\ (s_{FM}(nT_e)) = \Re e\ (s_{FM_n}) = cos(2\pi f_d T_e \sum_{k=0}^{n} s_k)$$

et

$$\Im m\ (s_{FM}(nT_e)) = \Im m\ (s_{FM_n}) = sin(2\pi f_d T_e \sum_{k=0}^{n} s_k)$$

5.2.4 Canal de transmission

Le canal de transmission est caractérisé par sa réponse en fréquence $H_c(f)$ ou sa réponse impulsionnelle $h_c(t)$. Le signal issu du canal de transmission a pour expression :

$$S'_{FM}(t) = S_{FM}(t) * h_c(t) + b(t)$$

où b(t) est le bruit additif complexe.

Lors d'une diffusion herzienne, le signal incident est réfléchi par de nombreux obstacles (immeubles, montagnes ...) proches du lieu de réception. L'onde électromagnétique à la réception est la résultante des ondes correspondant aux signaux émis et réfléchis. Le canal modélise la présence d'échos provoqués par les différentes réflexions ; un écho est caractérisé par les trois paramètres suivants :

- Le rapport S/E de l'amplitude du signal direct à l'amplitude de l'écho exprimé en dB,
- le retard de l'écho τ par rapport à l'onde incidente exprimé en seconde
- et le déphasage α de l'écho par rapport au signal direct exprimé en radian.

Si le canal comporte un nombre N d'échos, alors la réponse impulsionnelle $h_c(t)$ s'écrit :

$$h_c(t) = \delta(t) + \sum_{i=1}^{N} a_i \, \delta(t - \tau_i) \, e^{j\alpha_i}$$

avec

$$\begin{cases} a_i & = 10^{-(S/E)_i/20} \\ \tau_i & : \textit{retard du } i^{\text{ème}} \textit{ écho exprimé en seconde} \\ \alpha_i & : \textit{déphasage du } i^{\text{ème}} \textit{ écho exprimé en radian.} \end{cases}$$

Soit en discret,

$$h_{c_n} = \delta_n + \sum_i ai\delta_{n-ki}\, e^{j\alpha_i}$$

avec

$$k_i = [\tau_i/T_e]$$

La notation [x] indique la partie entière de x; T_e est la période d'échantillonnage

et δ_n est la suite :

$$\delta_n = \begin{cases} 1 & si \;\; n = 0 \\ 0 & si \;\; n \neq 0 \end{cases}$$

Un programme édite un fichier contenant les valeurs de la réponse impulsionnelle du canal en fonction des paramètres des échos entrés par l'utilisateur. La première valeur correspond au nombre d'échos, les valeurs suivantes sont respectivement l'indice k_i correspondant au retard du $i^{ème}$ écho et les valeurs réelle et imaginaire de la réponse impulsionnelle à ce retard. Ces valeurs sont chargées en mémoire durant la phase d'initialisation du programme principal.

Le signal à l'entrée du récepteur est :

$$s'_{FM_n} = s_{FM_n} * h_{c_n} + b_n$$

les valeurs b_n représentent les échantillons complexes de bruit et le signal reçu s'écrit également :

$$s'_{FM_n} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h_{c_j}\, s_{FM_{n-j}} + b_n$$

avec $h_{c_j} = T_e\, h(jT_e)$

or $h_{c_j} \neq 0$ pour $j = 0$ et $j = k_i$

Le signal reçu s'écrit alors :

$$s'_{FM_n} = h_{c_0}\, s_{FM_n} + \sum_i h_{c_i} s_{FM_{n-ki}} + b_n$$

h_{c_0} est réel et égal à un; le signal s'_{FM_n} en distinguant les parties réelle et imaginaire devient :

$$\Re e\,(s'_{FM_n}) = \Re e(s_{FM_n}) + \sum_i \Re e(h_{c_i})\Re e(s_{FM_{n-ki}}) - \sum_i \Im m(h_{c_i})\, \Im m(s_{FM_{n-ki}}) + p_n$$

$$\Im m\,(s'_{FM_n}) = \Im m(s_{FM_n}) + \sum_i \Re e(h_{c_i})\Im m(s_{FM_{n-ki}}) + \sum_i \Im m(h_i)\, \Re e(s_{FM_{n-ki}}) + q_n$$

où

$$\Re e(h_{c_n}) = \delta_n + \sum_i a_i \delta_{n-ki}\, cos\alpha_i$$

$$\Im m(h_{c_n}) = \sum_i a_i \delta_{n-ki}\, sin\alpha_i$$

Les échantillons complexes de bruit p_n et q_n en équivalent bande de base sont issus d'un générateur de bruit blanc, gaussien, centré, d'écart type σ_b défini. La puissance du bruit est caractérisée par le rapport C/N mesuré à l'entrée du récepteur dans une bande de 200 kHz. Le bruit réel est caractérisé par sa puissance :

$$\sigma_b^2 = N_0\, B \quad avec \;\; B = \frac{1}{T_e}$$

La puissance de bruit dans la bande de mesure B_m vaut :

$$N = N_0\, B_m$$

La variance σ_b est donc lié au rapport C/N par :

$$\sigma_b^2 = \frac{NB}{B_m} = \frac{B}{B_m}\,\frac{1}{C/N}\,C$$

Sachant que la puissance de la porteuse C=1/2, σ_b s'exprime en fonction du rapport C/N en dB et de la période d'échantillonnage par :

$$\sigma_b^2 = \frac{10^{-\frac{C/N}{10}}}{4.10^5\, T_e}$$

Notons que la puissance de bruit dépend de la largeur de bande B_m. Nous ne simulons pas le filtrage passe-bas à l'entrée du récepteur de largeur de bande 200 kHz, ce qui évite une convolution supplémentaire qui augmenterait les temps de calcul. On suppose donc que le filtrage n'altère pas le signal FM ce qui est faux en théorie mais réaliste en pratique.

Les échantillons de bruit p_n et q_n sont les échantillons pairs et impairs obtenus à partir du même générateur. Il est possible d'obtenir numériquement un signal à distribution de Gauss en utilisant les variables aléatoires réelles, équiréparties dans l'intervalle [0,1]; elles sont obtenues à partir de la fonction *rand* spécifique du langage C et d'une fonction définie par :

$$f(n) = \varepsilon\, \sigma_b \left(t - \frac{a_0 + a_1 t + a_2 t^2}{1 + b_1 t + b_2 t^2 + b_3 t^3} \right)$$

où

$$\begin{cases} t = \sqrt{-2\, Log\, n} & \\ & si\ \ n > 0.5 \\ \varepsilon = 1 & \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} t = \sqrt{-2\, Log(1-n)} & \\ & sinon \\ \varepsilon = -1 & \end{cases}$$

avec

$$a_0 = 2,515517 \quad a_1 = 0,802853 \quad a_2 = 0,010328$$
$$b_1 = 1,432788 \quad b_2 = 0,189269 \quad b_3 = 0,001308$$

Ces échantillons de bruit sont gaussiens et peuvent être considérés comme indépendants. Une discussion plus complète des propriétés spectrales du bruit réel et du bruit simulé est donnée dans [CAU 2].

5.2.5 Démodulation de fréquence

Le démodulateur FM strictement inverse du modulateur est un dérivateur de la phase du signal complexe $s'_{FM}(t)$. Il délivre le signal réel $s'(t)$ par les relations :

$$2\pi f_d \int_0^t s'(\tau)\, d\tau = arctg \frac{\Im m\, [s'_{FM}(t)]}{\Re e\, [s'_{FM}(t)]}$$

$$s'(t) = \frac{1}{2\pi f_d} \frac{d}{dt} \left(arctg \frac{\Im m\, [s'_{FM}(t)]}{\Re e\, [s'_{FM}(t)]} \right)$$

Dans le programme de simulation, la formule utilisée est :

$$s'_n = \frac{1}{2\pi f_d T_e} \left(arctg \frac{\Im m\, [s'_{FM_n}]}{\Re e\, [s'_{FM_n}]} - arctg \frac{\Im m\, [s'_{FM_{n-1}}]}{\Re e\, [s'_{FM_{n-1}}]} \right)$$

5.2.6 Démodulation numérique et décodage

Démodulation synchrone de la sous-porteuse

La démodulation synchrone est employée dans chacun des systèmes que nous avons étudiés. Elle consiste à multiplier le signal reçu par la sous-porteuse régénérée au niveau du récepteur à partir de ce même signal. La régénération de la sous-porteuse est effectuée en pratique dans la plupart des cas par des boucles de Costas dont la simulation complexe demanderait des temps de calculs importants. Dans les simulations, la démodulation synchrone est effectuée par multiplication des échantillons du signal reçu par les échantillons d'une sous-porteuse déphasée de manière appropriée par rapport à la porteuse initiale. Le déphasage de la sous-porteuse est prédéterminé par un programme qui tient compte des caractéristiques du canal. On considère

que lorsqu'il n'y a pas d'écho le déphasage est nul. En présence d'un écho, le déphasage peut être prédéterminé de la façon suivante :

Considérons une sous-porteuse d'amplitude unitaire modulée en fréquence; le signal émis en complexe équivalent bande de base s'écrit :

$$s_{FM}(t) = e^{j2\pi f_d \int_0^t m(\tau)d\tau}$$

avec $m(t)$ la sous-porteuse émise non modulée d'expression:

$$m(t) = A_{sp}\ cos(2\pi f_{sp} t)$$

$s_{FM}(t)$ s'écrit alors :

$$s_{FM}(t) = e^{j\frac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp} t)}$$

où e est l'excursion due à la sous-porteuse non modulée. En présence d'un écho, et en absence de bruit, le signal issu du canal s'écrit :

$$s'_{FM}(t) = s_{FM}(t)\ +\ a\ s_{FM}(t - t_r)e^{j\alpha}$$

Le signal issu du canal est complexe de partie réelle $\Re e(s'_{FM}(t)) = R(t)$ et de partie imaginaire $\Im m(s'_{FM}(t)) = I(t)$. Le signal démodulé est :

$$\begin{aligned} s'(t) &= \frac{1}{2\pi f_d} \frac{d}{dt}\ arctg\left(\frac{I(t)}{R(t)}\right) \\ &= \frac{1}{2\pi f_d}\left(\frac{I'(t)R(t) - R'(t)I(t)}{R^2(t) + I^2(t)}\right) \end{aligned}$$

avec

$$R(t) = cos\left(\frac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp} t)\right)\ +\ a\ cos\left(\frac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp}[t - \tau]) + \alpha\right)$$

$$I(t) = sin\left(\frac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp} t)\right) + a\ sin\left(\frac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp}[t-\tau]) + \alpha\right)$$

$$\begin{aligned} R'(t) = \ & -2\pi e\ cos(2\pi f_{sp} t) sin\left(\tfrac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp} t)\right) - \\ & 2\pi e\ a\ cos(2\pi f_{sp}[t-\tau])\ sin\left(\tfrac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp}[t-\tau]) + \alpha\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I'(t) = \ & 2\pi e\ cos(2\pi f_{sp} t) cos\left(\tfrac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp} t)\right) + \\ & 2\pi e\ a\ cos(2\pi f_{sp}[t-\tau])\ cos\left(\tfrac{e}{f_{sp}} sin(2\pi f_{sp}[t-\tau]) + \alpha\right) \end{aligned}$$

L'intersection de $s'(t)$ avec 0 donne une certaine phase qui serait 90° (et 270°) s'il n'y avait pas d'écho. Cette phase ôtée de 90° donne le déphasage Δ_ϕ de la sous-porteuse qui est introduit dans le programme principal. Supposons déterminés les instants t_1 et t_2 tels que $s'(t_1)$ et $s'(t_2)$ soient de signe différent. On cherche t_0 tel que $s'(t_0) = 0$, on a :

$$\frac{|\ s(t_2)\ |}{t_2 - t_0} = \frac{|\ s(t_1)\ |}{t_0 - t_1}$$

soit :

$$t_0 = \frac{t_1\ |\ s'(t_2)\ |\ + t_2\ |\ s'(t_1)\ |}{|\ s'(t_2)\ |\ +\ |\ s'(t_1)\ |}$$

Le déphasage en degrés en fonction de t_0 est :

$$\Delta_\phi = t_0\ f_{sp}\ 360\ -\ 90$$

La sous-porteuse régénérée en tenant compte du déphasage au niveau du récepteur est alors :

$$m_r(t) = cos(2\pi f_{sp} t - \Delta_\phi)$$

Démodulation et décodage AM-PSK

La démodulation numérique est conforme à la description faite au paragraphe 3.3.2 du chapitre 3; les notations adoptées correspondent à celles de la figure 3.10. Nous avons cependant supprimé le filtre $H_{r1}(f)$ et intégré dans le filtre passe-bas $H_{r2}(f)$, le filtre de réception qui contribue au codage duobinaire. La réponse en fréquence de ce filtre est identique à celle du filtre d'émission $H_e(f)$ donnée en équation 5.1 au paragraphe 5.2.2. L'opération de filtrage est réalisée par convolution discrète de la réponse impulsionnelle du filtre de réception $h_{r2}(t)$ par le signal de sortie du multiplieur $s_r(t)$. La réponse impulsionnelle $h_{r2}(t)$ est identique à la réponse impulsionnelle $h_e(t)$ calculée numériquement et présentée sur la figure 5.2. Le signal en sortie du multiplieur s'écrit :

$$s_r(t) = s'(t)\ \frac{2}{A_d}\ cos(2\pi f_{sp} t - \Delta_\phi)$$

En sortie du filtre $H_{r2}(f)$, le signal devient :

$$d'(t) = s_r(t) * h_{r2}(t)$$

Les échantillons du signal $d'(t)$ sont calculés en fonction des échantillons du signal d'entrée $s_r(t)$ par le produit de convolution :

$$d'_n = T_e \sum_{i=-N1}^{+N2} h_{r2_i}\ s_{r_{n-i}}$$

Nous rappelons que les valeurs N1 et N2 représentent les limites de la fenêtre à l'extérieur de laquelle la réponse impulsionnelle est négligeable.

La figure 5.18 donne le diagramme de l'œil obtenu en réception pour un canal sans distorsion.

Le décodage des éléments binaires reçus a'_k se fait par échantillonnage du signal d'_n à tous les instants $kT_b + T_b/2$ puis comparaison aux seuils de

détection fixés à $\pm\frac{1}{2}$. Seuls, les échantillons $d'(kT_b + T_b/2)$ sont calculés pour la détermination des taux d'erreur ce qui réduit les temps de calcul. L'instant d'échantillonnage est supposé ne pas subir de décalage temporel ce qui n'est pas toujours le cas en présence de distorsion. La règle de décodage est alors :

$$a'_k = \begin{cases} 1 & si \ -0,5 < d'_k < +0,5 \\ \\ 0 & sinon \end{cases}$$

Les éléments binaires reçus a'_k sont ensuite comparés aux éléments binaires a_k émis pour déterminer le nombre d'erreurs détectées durant une transmission.

Figure 5.18: Diagramme de l'œil de la modulation AM-PSK sans distorsion

Démodulation AM-PSK avec filtrage de Nyquist à la réception

La procédure de démodulation et de décodage est identique à celle décrite dans la démodulation AM-PSK. La différence essentielle concerne le filtre passe-bas de réception de réponse en fréquence $H_{r2}(f)$: il comporte, en série avec le filtre qui contribue au codage duobinaire, un filtre de Nyquist ramené en bande de base de réponse en fréquence à symétrie impaire autour de la fréquence nulle. La réponse en fréquence du filtre $H_{r2}(f)$ est donnée par :

$$H_{r2}(f) = H_r(f)\ H_N(f)$$

avec

$$H_r(f) = \begin{cases} \sqrt{T_b cos(T_b \pi f)} & si \quad |f| \leq \frac{1}{2T_b} \\ 0 & si \quad |f| \geq \frac{1}{2T_b} \end{cases}$$

$$H_N(f) = \begin{cases} sin^2 \frac{\pi(f-f_{N1})}{2(f_{N2}-f_{N1})} & si\ f_{N1} \leq f \leq f_{N2} \\ 1 & si\ f_{N2} \leq f \leq f_{N3} \\ 0 & partout\ ailleurs \end{cases}$$

en équivalent bande de base, les fréquences de coupure sont :

$$\begin{cases} f_{N1} = & -5,7\ kHz \\ f_{N2} = & 5,7\ kHz \\ f_{N3} = & 9,5\ kHz \end{cases}$$

La réponse en fréquence du filtre de Nyquist $H_N(f)$ est représentée sur la figure 5.19.

La réponse impulsionnelle complexe du filtre de réception $h_{r2}(t)$ est calculée par transformation de Fourier inverse et gardée en mémoire.

Figure 5.19: Réponse en fréquence du filtre de Nyquist placé en réception

Figure 5.20: Diagramme de l'œil de la modulation AM-PSK avec filtre de Nyquist en réception

Le signal $d'(t)$ est obtenu après démodulation synchrone et filtrage passe-bas du signal démodulé FM $s'(t)$ tel que :

$$d'(t) = \frac{2}{A_d}\{2s'(t)cos(2\pi f_{sp}t - \Delta_\phi) * \Re e[h_{r2}(t)] + 2s'(t)sin(2\pi f_{sp}t - \Delta_\phi) * \Im m[h_{r2}(t)]\}$$

La figure 5.20 donne le diagramme de l'œil obtenu en présence d'un canal sans distorsion.

Démodulation AM-PSK avec filtrage de Nyquist à l'émission

Dans ce cas le filtre de réception a pour réponse en fréquence :

$$H_{r2}(f) = H_r(f)\ H_{sr}(f)$$

avec

$$H_r(f) = \begin{cases} \sqrt{T_b cos(T_b \pi f)} & si \quad |f| \leq \frac{1}{2T_b} \\ 0 & si \quad |f| \geq \frac{1}{2T_b} \end{cases}$$

$$H_{sr}(f) = \begin{cases} sin^2 \frac{\pi(f-f_1)}{2(f_2-f_1)} & si\ f_1 \leq f \leq f_2 \\ 1 & si\ f_2 \leq f \leq f_3 \\ 0 & partout\ ailleurs \end{cases}$$

en équivalent bande de base, les fréquences de coupure sont :

$$\begin{cases} f_1 = -\ \ 5,5\ kHz \\ f_2 = -\ \ 4,5\ kHz \\ f_3 = \ \ \ 9,5\ kHz \end{cases}$$

Figure 5.21: Réponse en fréquence du filtre supplémentaire placé en réception

Figure 5.22: Diagramme de l'œil de la modution AM-PSK avec filtre de Nyquist à l'émission

$H_{sr}(f)$ est la réponse en fréquence du filtre supplémentaire dans le récepteur destiné à éliminer l'interférence du signal RDS. Sa fonction de transfert est représentée sur la figure 5.21.

Le signal $d'(t)$ est obtenu après démodulation synchrone et filtrage passe-bas du signal démodulé FM $s'(t)$ tel que :

$$d'(t) = \frac{2}{A_d} s'(t) cos(2\pi f_{sp} t - \Delta_\phi) * \Re e[h_{r2}(t)] + \frac{2}{A_d} s'(t) sin(2\pi f_{sp} t - \Delta_\phi) * \Im m[h_{r2}(t)]$$

La figure 5.22 donne le diagramme de l'œil obtenu en présence d'un canal sans distorsion.

Démodulation et décodage OQPRS

Le principe de démodulation et de décodage est décrit au paragraphe 3.5.2. Les filtres de réception $H_{r2}(f)$ sont identiques au filtre d'émission de réponse en fréquence $H_e(f)$ donnée en équation 5.2 et représentée sur la figure 5.11. Les filtres sont simulés par convolution discrète. Les signaux $d'(t)$ sont échantillonnés sur chaque voie puis comparés aux seuils $\pm\frac{1}{2}$. Les méthodes de calcul sont analogues à celles employées pour la démodulation AM-PSK . Les diagrammes de l'œil en absence de distorsion sur chaque voie sont présentés sur la figure 5.23

Démodulation et décodage OQPSK et QPSK

Le principe de la démodulation et du décodage est décrit au paragraphe 3.6.2. Le filtre de réception $H_{r2}(f)$ est identique au filtre d'émission d'équation 5.3 et représenté sur la figure 5.13. Les diagrammes de l'œil en absence de distorsion sur chaque voie pour la modulation OQPSK sont présentés sur la figure 5.24.

OEIL DU SIGNAL OQPRS EN RECEPTION SUR LA VOIE EN PHASE

OEIL DU SIGNAL OQPRS EN RECEPTION SUR LA VOIE EN QUADRATURE

Figure 5.23: Diagramme de l'œil de la modulation OQPRS

OEIL DU SIGNAL OQPSK EN RECEPTION SUR LA VOIE EN PHASE

OEIL DU SIGNAL OQPSK EN RECEPTION SUR LA VOIE EN QUADRATURE

Figure 5.24: Diagramme de l'œil de la modulation OQPSK

Démodulation et décodage Q²PSK

Le principe de la démodulation et du décodage Q²PSK représenté sur la figure 3.9 est une démodulation synchrone suivie de quatre corrélateurs sur les quatre voies distinctes. Ceci se traduit sur chaque voie par multiplication du signal démodulé FM $s'(t)$ par les signaux $s_i(t)$ définis au paragraphe 3.1.2 avec la phase appropriée puis intégration sur la période d'observation $4T_b$. Le corrélateur est remis à zéro pour préparer la détection du signal qui suit. L'observation sur chaque voie i est :

$$z_i = \frac{T_e}{A_d} \sum_{k=0}^{N} s'(kT_e)\ s_i(kT_e)$$

N est le nombre d'échantillons correspondant à la durée de l'observation $4T_b$. La fréquence d'échantillonnage f_e étant de 1,52 MHz, pour un débit f_b de 19.10^3b/s l'observation est faite sur 320 échantillons. La décision d_i est prise à tous les instants $(2k+1)2T_b$ suivant la règle :

$$\begin{cases} d_i = 1 & si\ z_i > 0 \\ \\ d_i = 0 & si\ z_i \leq 0 \end{cases}$$

Démodulation et décodage RDS

On effectue une démodulation synchrone par multiplication du signal de réception $s'(t)$ avec les échantillons de la sous-porteuse déphasée de manière appropriée par rapport à la sous-porteuse initiale. Le signal issu du multiplieur est filtré par le filtre passe-bas de réception $H_r(f)$ identique au filtre d'émission d'équation 5.4. Le signal de données $d'_{RDS}(t)$ est alors :

$$d'_{rds}(t) = \frac{2\ s'(t)\ sin(2\pi f_{rds}t + \Delta_\phi) * h_r(t)}{A_a}$$

Le décodage numérique est constitué d'un système d'inversion de signe agissant sur chaque demi-période d'une période bit RDS $t_d = 1/1187,5$ s

suivi d'un intégrateur sur la période binaire et d'un détecteur à seuil nul; l'observation est :

$$z = \frac{t_d}{N}\left(\sum_{k=0}^{N/2} d'_{rds}(kT_e) - \sum_{k=N/2}^{N} d'_{rds}(kT_e)\right)$$

N est le nombre d'échantillons correspondant à la durée de l'observation t_d. L'observation est faite sur 16 échantillons afin de réduire les temps de calcul. La décision d est prise à tous les instants kt_d suivant la règle :

$$\begin{cases} d = 1 \quad si\ z > 0 \\ \\ d = 0 \quad si\ z \leq 0 \end{cases}$$

La simulation ne prend pas en compte le codage et le décodage différentiel des éléments binaires émis et reçus; on considère alors que les symboles émis et reçus sont les symboles différentiels. Comme nous l'avons décrit au paragraphe 4.4 du chapitre 4, la probabilité d'erreur P sur les éléments binaires non codés est donnée à partir de la probabilité d'erreur P_e sur les symboles différentiels par :

$$P = 2P_e - 2P_e^2$$

5.2.7 Salve d'initialisation

En présence de distorsion, on observe en réception des variations d'amplitude du signal de données. Une exécution préliminaire de l'ordre de 300 bits permet d'enregistrer les amplitudes maximale et minimale du signal reçu en négligeant les périodes transitoires de début et de fin d'exécution. Ces valeurs nous permettent de réaliser une adaptation des seuils de décodage. Par soustraction de la moyenne des valeurs crêtes on élimine la composante continue. En décodage duobinaire et aux instants d'échantillonnage, le signal $d'(t)$ peut prendre trois valeurs +V, 0 et -V. Les deux seuils de détection sont alors choisis égaux à +V/2 et -V/2.

5.2.8 Affichage des résultats

Les éléments binaires reçus (exepté les N1 premiers et N2 derniers bits qui sont affectés par les transitoires de début ou de fin) sont comparés aux éléments binaires émis. Un compteur enregistre les erreurs détectées à partir desquelles nous déduisons le taux d'erreur. Pour des taux d'erreur élevés, le nombre d'éléments binaires envoyés doit être important ce qui peut considérablement augmenter les temps de calcul. Nous nous sommes donc limités à l'envoi de séquences de 10^4 bits à partir desquelles nous pouvons déduire des taux d'erreur minimaux de l'ordre de 10^{-3}. Les programmes se terminent par l'affichage sur l'écran ou l'envoi dans un fichier des paramètres suivants :

- Le rapport C/N en dB,
- le nombre de bits émis,
- le nombre d'erreurs sur chaque voie,
- le nombre total d'erreurs,
- le taux d'erreur,
- l'excursion maximale due au signal multiplex atteinte durant la transmission.

Chapitre 6

Résultats des simulations

6.1 Présentation

La mise en service d'un nouveau système de diffusion de données sur la voie FM doit permettre plusieurs configurations. En absence du signal RDS et suivant les dispositions du CCIR concernant les sous-porteuses supplémentaires, la totalité de l'excursion de ± 7,5 kHz peut être utilisée. Cependant, en présence du signal RDS, l'excursion doit être réduite de ± 7,5 kHz à ± 6 kHz, voire ± 4 kHz.

C'est pourquoi nous avons procédé, pour chaque modulation étudiée (excepté la modulation AM-PSK) , à des simulations de trois versions différentes. Les excursions en kHz choisies pour chaque version sont:

	Excursion due au Nouveau Système	Excursion due au système RDS
version 1	7,5 kHz	-
version 2	6 kHz	2 kHz
version 3	4 kHz	4 kHz

A titre d'illustration, nous présenterons les spectres bande de base multiplex FM de chaque modulation dans les versions 2.

La modulation AM-PSK a été simulée également dans trois versions différentes de part la conception du système pour permettre la compatibilité avec le système RDS. Les deux versions compatibles avec RDS ont été simulées pour des excursions de ± 4 kHz. Les trois versions sont :

	Modulation	Excursion due au Nouveau Système	Excursion due au système RDS
version 1	AM-PSK	7,5 kHz	-
version 2	AM-PSK Nyquist en réception	4 kHz	4 kHz
version 3	AM-PSK Nyquist à l'émission	4 kHz	4 kHz

Les simulations permettent d'évaluer l'effet sur les performances des systèmes des principales distorsions dues au canal de transmission et aux défauts du récepteur.

Nous présentons dans un premier temps l'influence du bruit sur chaque modulation dans leur première version. Les résultats peuvent être comparés avec ceux obtenus à partir de l'étude analytique présentée au chapitre 4 et leur concordance permettra de valider aussi bien les théories exposées dans le quatrième chapitre que les programmes de simulation. Les performances des systèmes compatibles RDS en présence du signal RDS sont ensuite données dans leur version 2 et 3.

Dans un deuxième temps, nous étudions l'influence d'un écho dont les paramètres sont choisis de façon à obtenir le maximum de distorsion à rapport signal sur écho donné.

Finalement nous présentons l'étude concernant les défauts de synchronisation de la sous-porteuse régénérée dans le récepteur pour la démodulation synchrone.

Les résultats sous forme de courbes donnant la probabilité d'erreur

binaire P_e ou TEB (Taux d'Erreur Binaire) en fonction des rapports (C/N) en dB à l'entrée du récepteur sont précis mais conduisent de par leur nombre à des données inexploitables. Nous caractériserons chaque distorsion par deux points d'intersection de la courbe $P_e = f(C/N)$ avec les droites $P_e = 10^{-2}$ et $P_e = 10^{-3}$.

6.2 Allure du spectre du signal multiplex FM

Nous présentons ici les spectres des signaux d'émission avant modulation FM dans le cas des modulations Q^2PSK, OQPSK, OQPRS, QPSK dans leur deuxième version. Ces spectres sont calculés par transformation de Fourier rapide du signal multiplex sur 2048 points correspondant à 256 et 320 bits émis pour des débits respectifs de 19 kb/s et 29687,5 b/s. Pour la modulation QPSK où le débit est de 47,5 kb/s, le spectre est calculé sur 2048 points correspondant à 520 symboles pour une fréquence d'échantillonnage de 190 kHz. L'amplitude relative en dB est normalisée par le niveau de la sous-porteuse non modulée dont l'excursion est de 75 kHz. La figure 6.5 présente le spectre de la modulation QPSK où nous avons également additionné le signal pilote à 19 kHz d'amplitude relative -20 dB correspondant à une excursion de $\pm$ 7,5 kHz.

L'examen de ces différents spectres montre que l'interférence entre les deux signaux de données $s_a(t)$ (signal RDS) et $s_d(t)$ (signal de données supplémentaire) est négligeable et que ces différents systèmes sont donc compatibles avec le système RDS. Le tableau 6.1 résume les différentes caractéristiques physiques et techniques de chaque modulation telles que la fréquence de la sous-porteuse f_{sp}, le débit D, la largeur de bande B et la bande occupée Bo du signal $s_d(t)$ avant modulation FM. Notons que la compatibilité concerne ici uniquement l'occupation spectrale des signaux émis avec celle du signal RDS et ne prend pas en compte l'excursion considérée dans les différentes versions. Il va de soi que pour les versions 1 de chaque modulation, l'excursion due au signal de donnée $s_d(t)$ est de $\pm$ 7,5 kHz : $s_d(t)$ ne peut donc être émis avec le signal RDS.

Figure 6.1: Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation Q^2PSK de débit de 19 kb/s en présence du signal RDS.
Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc Q^2PSK=± 6 kHz

Figure 6.2: Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation OQPSK de débit de 19 kb/s en présence du signal RDS.
Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc OQPSK=± 6 kHz

Figure 6.3: Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation OQPRS de débit de 19 kb/s en présence du signal RDS.
Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc OQPRS=± 6 kHz

Figure 6.4: Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation OQPRS de débit de 30 kb/s en présence du signal RDS.
Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc OQPRS=± 6 kHz

Figure 6.5: Spectre du signal bande de base multiplex FM avec la modulation QPSK de débit de 48 kb/s en présence du signal RDS et du signal pilote. Excursion : exc RDS=± 2 kHz, exc QPSK=± 6 kHz, exc pilote=± 7,5 kHz

	$f_{sp}(kHz)$	D(kb/s)	B(kHz)	Bo(kHz)	Compatible RDS
AM-PSK 1	66,5	19	19	57-76	NON
AM-PSK 2	66,5	19	16	60-76	OUI
AM-PSK 3	66,5	19	14	62-76	OUI
Q^2PSK	68,5	19	15	61-76	OUI
OQPSK	68,5	19	14,25	≈ 61,4-75,6	OUI
OQPRS 19	68,5	19	9,5	63,75-73,25	OUI
OQPRS 30	68,5	30	15	61-76	OUI
QPSK	76	48	31,2	60,4-91,6	OUI

Tableau 6.1: Etude comparative des caractéristiques de chaque technique

f_{sp} : fréquence de la sous-porteuse

D : débit

B : largeur de bande du signal de données

Bo : occupation spectrale du signal de données

6.3 Performances en présence de bruit

6.3.1 Performances en absence du signal RDS

Cette simulation consiste à faire varier la puissance de bruit afin de déterminer la variation du taux d'erreur binaire des différents systèmes. Les résultats sont présentés sous forme de courbes dans les pages suivantes. Nous faisons aussi figurer les courbes correspondant aux calculs théoriques présentés au chapitre 4.

Les différents systèmes ont été simulés dans leur première version où l'excursion est de ± 7,5 kHz en absence du signal RDS. Nous avons également simulé le système RDS pour des excursions de ± 2 et ± 4 kHz. Les résultats obtenus peuvent être comparés avec le calcul théorique mais aussi avec des mesures effectuées à l'aide du "RDSmètre" développé par TDF [BGT].

Analyse des résultats

A. Le système RDS

Deux configurations ont été simulées. Pour une excursion de ± 2 kHz, les résultats obtenus en simulation sont pratiquement identiques à ceux obtenus par les mesures, un écart de moins de 1 dB sépare la courbe obtenue par les simulations de la courbe correspondant au calcul théorique. On peut considérer que dans ce cas l'accord est excellent. Pour une excursion de 4 kHz, on note un écart de 2 dB entre la courbe théorique et la courbe de mesure. Les performances données ici sont en limite de validité de la linéarisation du bruit présentée dans les calculs théoriques. La simulation donne des résultats intermédiaires entre la courbe théorique et la mesure pour des taux d'erreur supérieurs à 2.10^{-2}. Pour des taux d'erreur élevés, l'écart entre les deux courbes augmente.

B. Modulation AM-PSK

L'écart entre les rapports C/N pour un même taux d'erreur entre les simulations et la théorie est de moins de 1 dB. L'accord est excellent, notons

aussi que les simulations sont optimistes par rapport à la théorie ce qui n'est pas fréquent.

C. Modulation OQPRS

La modulation OQPRS correspond à deux modulations AM-PSK en parallèle sur deux porteuses en quadrature. Les calculs théoriques sont effectués à l'aide de la formule donnant la probabilité d'erreur donnée pour la modulation AM-PSK mais pour des débits de 9,5 et 15 kb/s correspondant aux débits de 19 et 30 kb/s de la modulation OQPRS. Le calcul théorique fait intervenir la valeur maximale de l'amplitude du signal de données qui est considérée approximativement égale en AM-PSK et OQPRS.

Pour un débit de 19 kb/s, l'écart qui sépare les valeurs de C/N, pour un même taux d'erreur obtenu en simulation et en théorie, est de l'ordre de 1 dB. La théorie est optimiste et l'accord est excellent. Pour des débits de l'ordre de 30 kb/s, l'écart est plus important. Notons que le débit simulé n'est pas exactement de 30 kb/s mais de 29687,5 b/s.

D. Modulation Q^2PSK

L'écart observé entre la courbe théorique et la courbe obtenue à partir des simulations est d'environ 3 dB. Il faut préciser que la théorie ne tient pas compte des distorsions du signal dues au filtre d'émission qui rend ce procédé compatible avec le système RDS. Des simulations de la modulation Q^2PSK non filtrée donnent un écart inférieur au dB, l'accord est excellent.

E. Conclusion

L'ensemble des résultats présentés permet à la fois de valider les théories exposées dans les limites de validité données et les méthodes de simulation dont la précision est dans la plupart des cas inférieure au dB. Seule la modulation OQPRS au débit de 30 kb/s donne un écart de l'ordre de 2 dB. L'approximation concernant la valeur maximale du signal de données en OQPRS dans le calcul théorique en est probablement la cause.

Comparaison des performances des différents systèmes

Le tableau 6.2 donne les rapports C/N en dB des différents systèmes (NS) pour obtenir des taux d'erreur binaire de 10^{-2} et 10^{-3} en version 1, soit pour une excursion de $\pm$ 7,5 kHz en absence du signal RDS.

	AM-PSK	Q^2PSK	OQPSK	OQPRS		QPSK
débit(kb/s)	19	19	19	19	$\approx$ 30	$\approx$48
$P_e = 10^{-2}$	23,8	22	19,5	22,5	25,5	25
$P_e = 10^{-3}$	26,5	25	21,3	25	27,5	27,5

Tableau 6.2: Rapport (C/N) dB pour $P_e = 10^{-2}$ et $P_e = 10^{-3}$ en absence du signal RDS, exc NS = $\pm$ 7,5 kHz

On note que pour des débits de 19 kb/s, la modulation OQPSK présente les meilleures performances.

Les modulations Q^2PSK et OQPRS donnent des résultats approximativement équivalents. L'écart en C/N avec la modulation OQPSK est de 3,7 dB pour un taux d'erreur de 10^{-3} et de 2,5 à 3 dB pour un taux d'erreur de 10^{-2}.

En présence de bruit, la modulation AM-PSK présente les moins bonnes performances où l'on note un écart de 5 dB par rapport à la modulation OQPSK.

Les modulations OQPRS au débit de 30 kb/s et QPSK au débit de 48 kb/s ont des performances en présence de bruit équivalentes. A priori, la modulation QPSK semble plus intéressante mais rappelons que son spectre occupe une bande qui s'étend de 60,4 kHz à 91,6 kHz.

Figure 6.6: Performances du système RDS en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 2 kHz et ± 4 kHz

Figure 6.7: Performances de la modulation AM-PSK (version 1) de débit 19 kb/s en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.8: Performances de la modulation Q^2PSK (version 1) de débit 19 kb/s en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.9: Performances de la modulation OQPRS (version 1) de débit 19 kb/s en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.10: Performances de la modulation OQPRS (version 1) de débit 30 kb/s en présence de bruit.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz

6.3.2 Performances en présence du signal RDS

Les résultats que nous présentons ici concernent uniquement les techniques compatibles avec le système RDS ce qui exclut le système à modulation AM-PSK dans sa première version. Les pages suivantes donnent les performances de chaque système en présence du signal RDS dans leur version 2 et 3 soit pour des excursions respectives de 6 et 4 kHz. Les tableaux 6.3 et 6.4 donnent les rapports C/N en dB nécessaires à chaque système pour atteindre des taux d'erreur de 10^{-2} et 10^{-3}. Le tableau 6.3 présente les résultats obtenus pour les systèmes simulés en version 2 soit pour une excursion de $\pm$ 6 kHz en présence du signal RDS qui produit une excursion de 2 kHz. Les résultats présentés au tableau 6.4 correspondent à chaque système en version 3 excepté la modulation AM-PSK qui est simulée en version 2 et 3 suivant les définitions données précédemment. Rappelons que l'excursion due aux nouveaux systèmes est dans ce cas égale à celle due au signal RDS, soit de $\pm$ 4 kHz .

	Q^2PSK	OQPSK	OQPRS		QPSK
débit(kb/s)	19	19	19	$\approx$ 30	$\approx$48
$P_e = 10^{-2}$	24	20,8	25	27,9	27,2
$P_e = 10^{-3}$	27,5	23	27	30	29,5

Tableau 6.3: Rapport (C/N) dB pour $P_e = 10^{-2}$ et $P_e = 10^{-3}$ en présence du signal RDS, exc RDS = $\pm$ 2 kHz, exc NS = $\pm$ 6 kHz

	AM-PSK 2	AM-PSK 3	Q^2PSK	OQPSK	OQPRS		QPSK
débit(kb/s)	19	19	19	19	19	$\approx$ 30	$\approx$48
$P_e = 10^{-2}$	32,4	29	28,6	24,7	28	31,6	30
$P_e = 10^{-3}$	34,4	31	32,5	27	30	34	33

Tableau 6.4: Rapport (C/N) dB pour $P_e = 10^{-2}$ et $P_e = 10^{-3}$ en présence du signal RDS, exc RDS = $\pm$ 4 kHz, exc NS = $\pm$ 4 kHz

Nous constatons que :

Pour des débits de 19 kb/s, la modulation OQPSK présente les meilleures performances.

La modulation AM-PSK en version 3 où le filtre de Nyquist se trouve à l'émission donne des résultats meilleurs de 3,5 dB par rapport à la version 2 où le filtre de Nyquist se trouve être en réception. C'est un résultat bien connu pour les modulations à bande latérale réduite où le filtre de Nyquist placé à l'émission augmente le rapport signal sur bruit de l'ordre de 3 dB. Les performances obtenues par la modulation AM-PSK en version 2 restent inférieures aux autres modulations présentées pour le même débit de 19 kb/s.

Les modulations OQPRS, Q^2PSK et AM-PSK 3 donnent des résultats approximativement équivalents inférieurs à ceux de la modulation OQPSK de l'ordre de 3 à 4 dB pour un taux d'erreur de 10^{-2} et de 3 à 5,5 dB pour un taux d'erreur de 10^{-3}. Pour une excursion de $\pm$ 4 kHz, un léger avantage au profit de la modulation OQPRS est remarqué.

Pour des débits supérieurs, on observe des performances approximativement équivalentes pour les deux modulations OQPRS et QPSK.

Figure 6.11: Performances de la modulation AM-PSK (version 2 et 3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursions : exc AM-PSK=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz

Figure 6.12: Performances de la modulation Q^2PSK (version 2 et 3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc $Q^2PSK = \pm$ 6 kHz, exc RDS= $\pm$ 2kHz
Version 3 : exc $Q^2PSK = \pm$ 4 kHz, exc RDS= $\pm$ 4kHz

Figure 6.13: Performances de la modulation OQPSK (version 2 et 3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc OQPSK=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc OQPSK=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz

Figure 6.14: Performances de la modulation OQPRS (version 2 et 3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc OQPRS=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc OQPRS=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz

Figure 6.15: Performances de la modulation OQPRS (version 2 et 3) de débit 30 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc OQPRS=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc OQPRS=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz

Figure 6.16: Performances de la modulation QPSK (version 2 et 3) de débit 48 kb/s en présence de bruit et du signal RDS.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Version 2 : exc QPSK=± 6 kHz, exc RDS=± 2kHz
Version 3 : exc QPSK=± 4 kHz, exc RDS=± 4kHz

6.4 Performances en présence de bruit et d'un écho

6.4.1 Choix de l'écho critique

Les premières simulations visent à déterminer les caractéristiques de l'écho le plus défavorable qui conduit à des distorsions importantes du signal et par suite à des taux d'erreurs élevés. En présence d'un écho, nous avons vu au chapitre 5 qu'il fallait introduire un déphasage Δ_ϕ de la sous-porteuse régénérée dans le récepteur par rapport à la sous-porteuse émise. Nous présentons donc sur la figure 6.17 les valeurs du déphasage Δ_ϕ en degrés à introduire pour un écho en phase et en opposition de phase d'amplitude relative -20 dB et -10 dB pour un retard qui varie de 0 à 20 μs. La fréquence de la sous-porteuse est de 66,5 kHz.

Figure 6.17: Déphasage Δ_ϕ pour des retards et phases d'un écho donnés.

On constate tout d'abord que pour des retards correspondant à la période et à la demi-période de la sous-porteuse, le déphasage est nul. Δ_ϕ dépend de l'amplitude de l'écho; pour un écho de rapport E/S=-20 dB, Δ_ϕ qui varie de -5° à $+5^o$ reste faible.

Examinons l'influence des caractéristiques de phase et de retard d'un écho sur les performances des différents systèmes. L'amplitude relative de l'écho est de -20 dB par rapport au signal,ce qui nous permet de négliger le déphasage à introduire à la sous-porteuse régénérée dans le récepteur.

La figure 6.18 présente l'influence de la phase d'un écho sur les performances de la modulation AM-PSK en version 1 pour des retards de l'écho de 7, 10, 12 μs et de niveau relatif -20 dB; le rapport C/N est de 22 dB. On remarque que des taux d'erreur élevés apparaissent pour des échos en phase et en opposition de phase. Quelques essais que nous ne présentons pas ici, ont confirmé cette constatation pour les autres modulations.

Les figures 6.19, 6.20, 6.21, 6.22 présentent l'influence du retard d'un écho en phase et en opposition de phase pour les différents systémes étudiés en version 1. Dans la plupart des cas, on observe que pour des échos en phase le retard de 7 à 8 μs semble le plus critique. Pour des échos en opposition de phase le retard de 15 μs est le plus défavorable.

De ces différents essais, on peut tirer les conclusions suivantes :

Les échos en phase et en opposition de phase avec le signal sont les plus défavorables. Pour des échos en phase, le retard correspondant à la demi-période de la sous-porteuse soit de l'ordre de 7 μs pour les différentes versions sont particulièrement critiques. Pour des échos en opposition de phase, des retards correspondant à la période de la sous-porteuse soit de l'ordre de 15 μs sont également critiques. Dans la suite de l'étude, l'écho de retard 7 μs en phase a été choisi pour comparer les différents systèmes.

En présence d'un écho de retard 7 μs en phase pour des amplitudes relatives de -10 dB et -6 dB, le déphasage Δ_ϕ de la sous-porteuse régénérée dans le récepteur est non négligeable. Ce déphasage dépend de la fréquence de la sous-porteuse f_{sp}, de l'excursion de la porteuse principale des différentes versions simulées ainsi que des amplitudes relatives de l'écho. Les déphasages en degrés introduits dans les programmes de simulation sont rassemblés dans le tableau 6.5.

f_{sp}	66,5			68,5			76		
VERSION	1	2	3	1	2	3	1	2	3
écho(-10 dB)	5,52	5,56	5,59	3,33	3,35	3,37	-5,16	-5,18	-5,21
écho(-6 dB)	11,75	11,81	11,87	7,18	7,22	7,26	-11	-11,05	-11,09

Tableau 6.5: Déphasage Δ_ϕ en degré de la sous-porteuse régénérée dans le récepteur par rapport à la sous-porteuse émise

Figure 6.18: Performances de la modulation AM-PSK en présence d'un écho de phase et de retard variable.

Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la phase d'un écho.

C/N=22 dB

Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.19: Performances de la modulation AM-PSK en présence d'un écho en phase ou en opposition de phase et de retard variable.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du retard d'un écho.
C/N=22 dB
Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.20: Performances de la modulation Q^2PSK en présence d'un écho en phase ou en opposition de phase et de retard variable.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du retard d'un écho.
C/N=18 dB
Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.21: Performances de la modulation OQPSK en présence d'un écho en phase ou en opposition de phase et de retard variable.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du retard d'un écho.
C/N=18 dB
Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.22: Performances de la modulation OQPRS en présence d'un écho en phase ou en opposition de phase et de retard variable.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du retard d'un écho.
C/N=20 dB
Excursion : ± 7,5 kHz

6.4.2 Influence d'un écho sur chaque modulation

Dans cette simulation, on fait varier le rapport (C/N) dB à l'entrée du récepteur en présence d'un écho d'amplitude relative -10 dB et -6 dB. Nous rappelons que l'écho est en phase avec le signal émis et le retard est de 7 μs. Les simulations ont été réalisées en introduisant les déphasages Δ_ϕ donnés tableau 6.5, suivant les caractéristiques de chaque système et de l'amplitude relative de l'écho. Les figures présentées dans les pages suivantes présentent les performances de chaque système dans les différentes versions. Nous avons également intégré les courbes TEB=f(C/N) en absence d'écho afin de mieux évaluer l'influence de l'écho. Les tableaux 6.6, 6.7, 6.8 donnent pour chaque version de chaque système les rapports C/N nécessaires pour avoir une probabilité d'erreur binaire P_e = TEB de 10^{-2} et 10^{-3}.

	sans écho		écho(-10 dB)		écho(-6 dB)	
	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$
AM-PSK 19	23,8	26,5	27	30	29	32,5
Q^2PSK 19	22	25	25,5	29	28,2	31
OQPSK 19	19,5	21,3	23	25	26,7	29
OQPRS 19	22,5	25	26,5	28,8	30	33
OQPRS 30	25,5	27,9	29	31	32	34,7
QPSK 48	25	27,5	28,5	31,4	32,4	36

Tableau 6.6: Rapport (C/N) dB pour $P_e = 10^{-2}$ et $P_e = 10^{-3}$
sans signal RDS exc NS=± 7,5 kHz

	sans écho		écho(-10 dB)		écho(-6 dB)	
	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$
AM-PSK 2	32,4	34,4	36	38	38,6	41
AM-PSK 3	29	31	32,7	35	35	38
Q^2PSK 19	28,6	32,5	32,7	37,7	35	41
OQPSK 19	24,7	27	28	31	32	34,4
OQPRS 19	28	30	31,9	33,8	35	38,6
OQPRS 30	31,6	34	34	36,4	37,2	40,5
QPSK 48	30	33	34,5	37,2	38	42,2

Tableau 6.7: Rapport (C/N) dB pour $P_e = 10^{-2}$ et $P_e = 10^{-3}$

En présence du signal RDS exc RDS=± 4 kHz exc NS =± 4 kHz

AM-PSK 2 : filtre de Nyquist en réception

AM-PSK 3 : filtre de Nyquist à l'émission

	sans écho		écho(-10 dB)		écho(-6 dB)	
	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$	$P_e = 10^{-2}$	$P_e = 10^{-3}$
Q^2PSK 19	24	27,5	27	31	30	33,6
OQPSK 19	20,8	23	24,5	27,2	28,6	30,8
OQPRS 19	25	27	28,3	30	32	35
OQPRS 30	27,9	30	30,8	33	33,8	36
QPSK 48	27,2	29,5	30	33	34	38,3

Tableau 6.8: Rapport (C/N) dB pour $P_e = 10^{-2}$ et $P_e = 10^{-3}$

En présence du signal RDS exc RDS=± 2 kHz exc NS = ± 6 kHz

L'examen de ces tableaux confirme le bon comportement de la modulation OQPSK dans tous les cas.

Pour des débits de 19 kb/s, les modulations OQPRS, Q^2PSK et AM-PSK 3 présentent des performances approximativement équivalentes. On note cependant une dégradation des performances de la modulation Q^2PSK plus importante dans sa troisième version en présence d'un écho de -10 dB ou -6 dB : un écart de 3 dB est observé par rapport aux modulations OQPRS et AM-PSK 3. Notons également le moins bon comportement des modulations AM-PSK en version 1 et 2 ce qui confirme les conclusions données lors des essais en présence de bruit.

Pour des débits plus élevés, les performances des modulations QPSK de débits 48 kb/s et OQPRS de débit 30 kb/s sont à peu près identiques, on note un léger écart de l'ordre de 2 dB à l'avantage de la modulation OQPRS en présence d'un écho de niveau -6 dB.

Le critère de résistance aux distorsions causées par un écho ne semble pas apporter un plus quant au choix des modulations. On note toutefois que la dégradation apportée par la présence d'un écho d'amplitude relative -10 dB est de l'ordre de 3 à 4 dB et celle due à un écho d'amplitude relative -6 dB peut atteindre 9 dB.

Figure 6.23: Performances de la modulation AM-PSK (version1) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.24: Performances de la modulation AM-PSK (version2) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc AM-PSK 2 = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz
Version 2 : filtre de Nyquist en réception

Figure 6.25: Performances de la modulation AM-PSK (version3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.

Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.

Excursion : exc AM-PSK 3 = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz

Version 3 : filtre de Nyquist à l'émission

Figure 6.26: Performances de la modulation Q^2PSK (version1) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : ± 7,5 kHz

Figure 6.27: Performances de la modulation Q^2PSK (version2) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc $Q^2PSK = \pm$ 6 kHz, exc RDS = $\pm$ 2 kHz

Figure 6.28: Performances de la modulation Q^2PSK (version3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc $Q^2PSK = \pm$ 4 kHz, exc RDS = $\pm$ 4 kHz

Figure 6.29: Performances de la modulation OQPSK (version1) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPSK = ± 7,5 kHz

Figure 6.30: Performances de la modulation OQPSK (version2) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPSK = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz

Figure 6.31: Performances de la modulation OQPSK (version3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPSK = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz.

Figure 6.32: Performances de la modulation OQPRS (version1) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 7,5 kHz

Figure 6.33: Performances de la modulation OQPRS (version2) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.

Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.

Excursion : exc OQPRS = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz

Figure 6.34: Performances de la modulation OQPRS (version3) de débit 19 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz

Figure 6.35: Performances de la modulation OQPRS (version1) de débit 30 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 7,5 kHz

Figure 6.36: Performances de la modulation OQPRS (version2) de débit 30 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc OQPRS = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz.

Figure 6.37: Performances de la modulation OQPRS (version3) de débit 30 kb/s en présence de bruit et d'un écho.

Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.

Excursion : exc OQPRS = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz

Figure 6.38: Performances de la modulation QPSK (version1) de débit 48 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc QPSK = ± 7,5 kHz

Figure 6.39: Performances de la modulation QPSK (version2) de débit 48 kb/s en présence de bruit et d'un écho.

Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.

Excursion : exc QPSK = ± 6 kHz, exc RDS = ± 2 kHz

Figure 6.40: Performances de la modulation QPSK (version3) de débit 48 kb/s en présence de bruit et d'un écho.
Taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport (C/N)dB calculé dans une bande de 200 kHz.
Excursion : exc QPSK = ± 4 kHz, exc RDS = ± 4 kHz

6.5 Performances en présence d'un défaut de synchronisation

Les résultats précédents donnent une bonne vue générale de la résistance au bruit et aux échos des différentes modulations, cependant les simulations ne prennent pas en compte le problème de la récupération de la sous-porteuse. En démodulation synchrone MAQ, un défaut de synchronisation de la porteuse (sous-porteuse) régénérée dans le récepteur peut avoir des conséquences fâcheuses en ce qui concerne les performances du détecteur, il sera donc le troisième critère de comparaison.

En démodulation synchrone MAQ et en absence de bruit, une erreur de phase statique Δ_ϕ entre la sous-porteuse et celle régénérée dans le récepteur produit les signaux démodulés:

$$d'_p(t) = d_p(t)\ cos\Delta_\phi\ -\ d_q(t)\ sin\Delta_\phi$$

$$d'_q(t) = d_q(t)\ sin\Delta_\phi\ +\ d_q(t)\ cos\Delta_\phi$$

où $d_p(t)$ et $d_q(t)$ représentent les signaux de données modulant les voies en phase et en quadrature de phase. La dégradation des performances du détecteur sont donc fonction de la grandeur Δ_ϕ dont l'effet nuisible est plus important pour une démodulation bidimensionnelle MAQ que pour une simple démodulation d'amplitude monodimensionnelle. Nous avons calculé, par simulation, l'effet d'un éventuel déphasage entre la sous-porteuse émise et celle régénérée dans le récepteur. Le tableau 6.9 donne les résultats obtenus pour des écarts de phase statique Δ_ϕ variant de -15° à $+15^o$ par pas de 5°. Les valeurs données sont les rapports C/N nécessaires pour obtenir un taux d'erreur de 10^{-3} en absence d'écho. Chaque système est simulé dans sa première version où l'excursion est de $\pm$ 7,5 kHz en absence du signal RDS.

De ces essais, il ressort assez clairement que la technique OQPRS est très sensible à des erreurs de phase statique entre la sous-porteuse émise et celle régénérée dans le récepteur. On note pour des erreurs de phase de $\pm$ 15° une dégradation des performances de l'ordre de 10 à 13 dB.

	Q^2PSK	OQPSK	OQPRS		QPSK
débit(kb/s)	19	19	19	≈ 30	≈48
$\Delta_\phi = -15^o$	27,5	22,8	36	38	29,33
$\Delta_\phi = -10^o$	26,4	22,6	30	32	28
$\Delta_\phi = -5^o$	25,6	21,6	27,3	30,6	27,5
$\Delta_\phi = 0^o$	25	21,5	24,8	28	27,5
$\Delta_\phi = +5^o$	25,4	21,9	25,7	29,5	27,8
$\Delta_\phi = +10^o$	27	23,3	28	32	28,7
$\Delta_\phi = +15^o$	28	24	34	38,5	29,7

Tableau 6.9: Rapport (C/N) dB pour $P_e = 10^{-3}$ en présence d'un défaut de synchronisation, en absence du signal RDS, exc NS = ± 7,5 kHz

La modulation Q^2PSK résiste mieux : la dégradation maximale est de 3 dB.

Les modulations OQPSK et QPSK sont les moins sensibles à ce défaut puisqu'on note au plus une dégradation de 2,5 dB.

6.6 Conclusion

L'ensemble de ces résultats doit être interprété avec prudence. Les seuils de détection en codage duobinaire sont adaptés à la suite de l'envoi d'une séquence initiale de 120 à 300 bits. Nous avons remarqué une variabilité statistique non négligeable dépendant de la longueur de la séquence d'initialisation. Les résultats obtenus permettent cependant de déduire les conclusions suivantes :

La modulation OQPSK qui présente les meilleures performances pour des débits de 19 kb/s est la mieux adaptée à une diffusion sur support FM en compatibilité avec le système RDS.

La modulation Q^2PSK donne des résultats inférieurs qui sont proba-

blement dus au filtrage sévère de son signal à l'émission.

La modulation OQPRS pour un débit de 19 kb/s présente une résistance au bruit et aux échos à peu près équivalente à celle de la technique Q^2PSK. Mais ce type de modulation est très sensible à des défauts de synchronisation de la sous-porteuse régénérée dans le récepteur. La modulation OQPRS permet cependant d'atteindre un débit de 30 kb/s en parfaite compatibilité avec le système RDS. Moyennant des études supplémentaires, et au prix d'une plus grande complexité du récepteur, le décodage de Viterbi pourrait améliorer les performances. Le décodeur de Viterbi apporte vis-à-vis du décodeur à seuil, une réduction importante du taux d'erreur [MER 1, MER 2].

En ce qui concerne la modulation AM-PSK en version 1, pour un débit de 19 kb/s, la non compatibilité avec le système RDS ainsi que ses faibles performances en présence de bruit tendent à l'éliminer pour les applications envisagées. Des deux versions AM-PSK compatibles RDS, la version 3 où le filtre de Nyquist est placé à l'émission, est la plus performante. Ses performances sont inférieures à celles de la modulation OQPSK mais sont approximativement équivalentes à celles des techniques OQPRS et Q^2PSK.

Conclusion

L'évaluation des performances d'un système de transmission par le calcul du taux d'erreur binaire est un critère de choix important avant la conception du système. Le modèle de la chaîne de transmission doit prendre en compte les différentes distorsions rencontrées lors de la transmission.

Il existe de nombreux ouvrages qui traitent des performances des modulations numériques en transmission directe. En revanche, les performances de ces modulations utilisées autour d'une sous-porteuse dans un multiplex fréquentiel avant modulation de fréquence, sont un problème peu abordé dans la littérature. Dans le cadre de la veille technologique concernant les systèmes de diffusion de données sur sous-porteuse en radiodiffusion à modulation de fréquence, nous avons développé un module informatique dénommé ELMER (Etude Logicielle de Modulations En Radiodiffusion). ELMER comprend plusieurs programmes de simulation développés en langage C sur une station de travail SUN 4 qui permettent d'étudier tout système de diffusion de données en radiodiffusion à modulation de fréquence. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés au comportement des codages et modulations AM-PSK, OQPSK, Q^2PSK, OQPRS et QPSK insérées dans le multiplex FM en compatibilité avec le système RDS. Les résultats présentés dans ce mémoire obtenus à partir de plus d'un millier de simulations déterminent la sensibilité des récepteurs aux perturbations élémentaires que nous rencontrons en diffusion hertzienne telles que le bruit et les échos. Nous avons également examiné l'effet d'une erreur de phase statique en démodulation synchrone. Bien que cette liste de défauts ne soit pas exhaustive, elle permet

cependant d'effectuer une bonne évaluation des performances des techniques employées.

Les calculs effectués montrent que pour un débit de 19 kb/s, dans un canal de 15 kHz, en présence des différents défauts, la modulation OQPSK est la mieux adaptée.

La modulation OQPRS présente l'intérêt d'avoir une efficacité spectrale de 2 b/s/Hz et permet ainsi de proposer un débit de 30 kb/s dans une bande de 15 kHz en compatibilité avec le système RDS. Les performances restent cependant moyennes et montrent une sensibilité importante à des défauts de synchronisation. Moyennant des études complémentaires et au prix d'une plus grande complexité du récepteur, l'utilisation d'un décodage basé sur l'algorithme de Viterbi pourrait améliorer les performances.

On aurait tort d'ignorer la modulation AM-PSK avec un filtre supplémentaire de Nyquist à l'émission associé à un filtre de type bande latérale réduite placé en réception. Les résultats obtenus en terme de rapport (C/N)dB pour un même taux d'erreur en fonction des différentes distorsions analysées sont inférieurs à ceux obtenus en modulation OQPSK, mais la modulation AM-PSK présente l'avantage de simplifier la structure des émetteurs et des récepteurs.

Bien que ces travaux aient été menés, à titre d'hypothèse de travail, dans le contexte de la planification existante en radiodiffusion sonore à modulation de fréquence, on peut penser que l'étude comparative est extrapolable à d'autres planifications.

L'évaluation des performances d'un système à modulation QPSK de débit 48 kb/s autour d'une sous-porteuse à 76 kHz dans une bande de l'ordre de 31 kHz montre que la puissance nécessaire en réception est de l'ordre de 6 à 8 dB supérieure à celle de la modulation OQPSK (de débit 19 kb/s dans 15 kHz de bande) pour une réception de même qualité.

Le canal simulé qui modélise la présence de bruit et d'échos correspond

particulièrement à une diffusion hertzienne vers des récepteurs fixes ou portatifs. L'étude du comportement de ces modulations en présence d'un canal de transmission vers des mobiles est un problème qu'il conviendrait d'aborder en simulant plus précisément le fonctionnement des récepteurs (récupération de la sous-porteuse) et pourrait être une nouvelle voie d'investigation.

Plusieurs applications pourraient découler de l'existence d'un nouveau système de diffusion de données en radiodiffusion compatible avec le système RDS et de débit 16 à 25 fois suppérieur.

On pense notamment à la transmission de texte et d'images destinés à des récepteurs fixes munis d'un dispositif de visualisation approprié. L'association d'un tel système de diffusion de données avec des systèmes de compression d'images permettrait d'envoyer des images de bonne qualité avec des temps de transmission admissibles. Des services de téléenseignement ou de diffusion de bulletin d'information au sein de société pourraient alors présenter un intérêt. Le téléaffichage pourrait également trouver des applications dans le domaine de la publicité.

Annexe 1

RECOMMANDATION 450-1

NORMES D'ÉMISSION POUR LA RADIODIFFUSION SONORE A MODULATION DE FRÉQUENCE EN ONDES MÉTRIQUES

(Question 46/10)

(1982)

Le CCIR

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, pour la radiodiffusion sonore en modulation de fréquence dans la bande 8 (ondes métriques), les normes d'émission suivantes soient utilisées:

1. Emissions monophoniques

1.1 *Signal RF*

Le signal radiofréquence est constitué d'une porteuse modulée en fréquence par le signal son à transmettre, après préaccentuation, avec une déviation maximale de fréquence égale à:

± 75 kHz ou ± 50 kHz

Note 1. – Dans les pays de l'Europe occidentale et aux Etats-Unis, la déviation maximale est ± 75 kHz. En URSS et dans quelques autres pays européens, la déviation maximale est ± 50 kHz.

1.2 *Préaccentuation du signal son*

La caractéristique de préaccentuation du signal son est identique à la courbe admittance-fréquence d'un circuit résistance-capacité en parallèle, ayant une constante de temps de:

50 µs ou 75 µs

Note 2. – En Europe, la préaccentuation est de 50 µs. Aux Etats-Unis, elle est de 75 µs.

2. Emissions stéréophoniques

2.1 *Système à modulation polaire*

2.1.1 *Signal RF*

Le signal RF est constitué d'une fréquence porteuse modulée par un signal en bande de base, appelé en pareil cas «signal multiplex stéréophonique», la déviation maximale de fréquence étant égale à:

± 75 kHz ou ± 50 kHz (voir Note 1 du § 1)

2.1.2 *Signal multiplex stéréophonique*

Ce signal est produit comme suit:

2.1.2.1 On constitue un signal M égal à la demi-somme du signal «gauche» A et du signal «droite» B, correspondant aux deux voies stéréophoniques. Ce signal M est préaccentué de la même façon que les signaux monophoniques (voir le § 1).

Note 1. – Ce signal M est un signal «compatible», en ce sens que l'émission stéréophonique peut être reçue avec un récepteur monophonique prévu pour la même déviation maximale de fréquence et la même préaccentuation.

2.1.2.2 On constitue un signal S égal à la demi-différence entre les signaux A et B précités. Ce signal S, préaccentué de la même façon que le signal M, est utilisé pour moduler en amplitude une sous-porteuse à 31,25 kHz; le spectre de la sous-porteuse à modulation d'amplitude est formé de manière que l'amplitude de la sous-porteuse soit réduite de 14 dB et que les composantes spectrales du signal modulant donné soient transformées comme suit:

$$\overline{K}(f) = \frac{1 + j\,6{,}4\,f}{5 + j\,6{,}4\,f}$$

où f est égal à chaque composante de fréquence en kHz.

2.1.2.3 Le signal multiplex stéréophonique est la somme:

- du signal préaccentué, M,
- des composantes spectrales latérales qui sont le produit de la porteuse non supprimée à modulation d'amplitude par un signal préaccentué S transformé de plus à partir de la loi $\overline{K}(f)$,
- de la sous-porteuse dont l'amplitude est réduite de 14 dB.

2.1.2.4 L'amplitude des diverses composantes du signal multiplex stéréophonique, par rapport à l'amplitude maximale de ce signal (qui correspond à la déviation maximale de fréquence) est:

- signal M: maximum 80% (A et B étant égaux et en phase);
- signal S: maximum 80% (A et B étant égaux et en opposition de phase);
- sous-porteuse réduite à 31,25 kHz; amplitude résiduelle maximale: 20%.

2.1.2.5 La modulation de fréquence est organisée de manière que les valeurs positives du signal multiplex correspondent à une déviation de fréquence positive de la porteuse principale et les valeurs négatives à une déviation négative de fréquence.

2.2 *Système à fréquence pilote*

2.2.1 *Signal RF*

Le signal radiofréquence est constitué par une porteuse modulée en fréquence par un signal en bande de base, appelé dans ce cas «signal multiplex stéréophonique», avec une déviation maximale de fréquence égale à:

± 75 kHz ou ± 50 kHz (voir Note 1 du § 1)

2.2.2 *Signal multiplex stéréophonique*

Ce signal est formé de la façon suivante:

2.2.2.1 On constitue un signal M égal à la moitié de la somme des signaux «gauche» A et «droite» B correspondant aux deux voies stéréophoniques. Ce signal M est préaccentué de la même façon que les signaux monophoniques (voir § 1) (voir Note 1 du § 2).

2.2.2.2 On constitue un signal S égal à la moitié de la différence des signaux A et B précédents. Ce signal S est préaccentué de la même façon que le signal M. Avec ce signal S préaccentué, on module en amplitude à porteuse supprimée une sous-porteuse à 38 kHz ± 4 Hz.

Note 2. – On obtient le même effet en préaccentuant le signal «gauche» A et le signal «droite» B avant codage. Pour des raisons d'ordre technique, cette procédure est parfois préférée.

2.2.2.3 Le signal multiplex stéréophonique est la somme:

- du signal M préaccentué,
- des bandes latérales de la sous-porteuse supprimée modulée en amplitude par le signal S préaccentué,
- d'un signal dit «signal pilote» dont la fréquence de 19 kHz est exactement la moitié de celle de la sous-porteuse.

2.2.2.4 Les amplitudes des divers signaux composant le signal multiplex stéréophonique, rapportées à l'amplitude maximale de ce signal (qui correspond à la déviation maximale de fréquence) sont:

- signal M: valeur maximale 90% (ce qui correspond à A et B égaux et en phase);
- signal S: valeur maximale de la somme des amplitudes des deux bandes latérales: 90% (ce qui correspond à A et B égaux et en opposition de phase);
- signal pilote: 8 à 10%;
- sous-porteuse à 38 kHz supprimée; amplitude résiduelle maximale 1%.

2.2.2.5 La phase relative du signal pilote et de la sous-porteuse est telle que, lorsque l'émetteur est modulé par un signal multiplex pour lequel A est positif et $B = -A$, ce signal coupe l'axe des temps avec une pente positive chaque fois que la valeur instantanée du signal pilote est nulle. La tolérance de phase du signal ne doit pas dépasser ± 3° par rapport à la condition ci-dessus. En outre, lorsque le signal multiplex a une valeur positive, la déviation de la porteuse principale est également positive.

2.2.3 *Signal en bande de base dans le cas d'émission de signaux supplémentaires*

Dans le cas d'émission, en plus du programme monophonique ou stéréophonique, d'un programme monophonique supplémentaire et/ou de signaux d'informations supplémentaires, et dans le cas d'une déviation maximale de fréquence de ± 75 kHz, les conditions suivantes doivent être satisfaites:

2.2.3.1 L'insertion du programme ou des signaux supplémentaires dans le signal de bande de base doit permettre la compatibilité avec les récepteurs existants, c'est-à-dire que ces signaux additionnels ne doivent pas détériorer la qualité de réception du programme principal, monophonique ou stéréophonique.

2.2.3.2 Le signal de bande de base est constitué du signal monophonique ou du signal multiplex stéréophonique précédemment décrit dont l'amplitude est au moins égale à 90% de la valeur maximale du signal de bande de base, et des signaux supplémentaires dont l'amplitude maximale est au plus égale à 10% de cette même valeur.

2.2.3.3 Dans le cas d'un programme monophonique supplémentaire, la sous-porteuse et sa déviation de fréquence doivent être telles que la fréquence instantanée correspondante du signal reste comprise entre 53 et 76 kHz.

2.2.3.4 Dans le cas de signaux d'informations supplémentaires, la fréquence de toute sous-porteuse additionnelle doit être comprise entre 15 et 23 kHz ou entre 53 et 76 kHz.

2.2.3.5 En aucun cas, la déviation maximale de la porteuse principale par le signal de base total ne doit dépasser ± 75 kHz.

Annexe 2

RAPPORT 1065*

SPECTRE RF DES ÉMETTEURS DE RADIODIFFUSION SONORE A MODULATION DE FRÉQUENCE

(Question 46/10, Programme d'études 46L/10)

(1986)

1. Introduction

Le spectre RF des émetteurs de radiodiffusion sonore à modulation de fréquence est théoriquement infini. En pratique, il peut être nécessaire de connaître avec précision la largeur de bande nécessaire (numéro 146 du Règlement des radiocommunications) ou la largeur de bande occupée (numéro 147 du Règlement des radiocommunications). Par exemple, ce n'est que lorsque l'on connaît la largeur de bande occupée qu'il est possible de prévoir un service acceptable dans les bandes adjacentes.

Des règles relatives au calcul de la largeur de bande d'émission nécessaire pour de nombreux services sont énoncées dans le Règlement des radiocommunications et des exemples sont donnés dans son Appendice 6. Selon ces règles, la largeur de bande nécessaire d'émission en modulation de fréquence est calculée au moyen de la règle de Carson:

$$B_n = 2f_{max} + 2DK$$

où:

B_n: largeur de bande nécessaire

f_{max}: fréquence maximale de modulation

D: déviation maximale de la porteuse RF

K: facteur essentiellement non défini et pris égal à 1 dans les exemples.

En radiodiffusion sonore à modulation de fréquence, la déviation maximale D est de 75 kHz et la fréquence maximale de modulation f_{max} est de 15 kHz pour les émissions monophoniques ou 53 kHz pour les émissions stéréophoniques. Lorsque des signaux d'information ou radiophoniques supplémentaires sont émis, la valeur correspondante peut atteindre 76 kHz.

Avec ces valeurs et $K = 1$, les largeurs de bande nécessaires résultant de l'application de la règle de Carson seraient:

$$B_n = 180 \text{ kHz}, \; B_n = 256 \text{ kHz ou } B_n = 302 \text{ kHz, selon le cas.}$$

* Ce Rapport doit être porté à l'attention de la Commission d'études 1.

Les résultats des mesures, particulièrement pour des émissions stéréophoniques, diffèrent grandement des valeurs calculées. A la lumière du Rapport 418, on peut douter de la possibilité d'utiliser la règle de Carson dans les calculs de largeur de bande pour des émissions stéréophoniques, étant donné que le préalable $D \gg f_{max}$ n'est pas satisfait et qu'il faudra donc peut-être utiliser une valeur $K \neq 1$.

On a également des difficultés lorsqu'on calcule la largeur de bande occupée ainsi que les émissions hors bande. Par exemple, aucune référence à des émissions hors bande en radiodiffusion sonore MF n'est faite dans la Recommandation 328, «Spectres et largeurs de bande des émissions», bien que des émissions hors bande y soient définies. Même dans les Rapports 275 et 324, qui sont cités dans la Recommandation et qui traitent des mesures des largeurs de bande des émissions, on ne trouve aucune information utile sur cette question. Des mesures du spectre des émissions modulées en fréquence par du bruit blanc sont décrites dans le Rapport 977. Toutefois, les résultats de ces mesures ne permettent pas de formuler de conclusions en ce qui concerne le spectre radiofréquence des émetteurs de radiodiffusion sonore à modulation de fréquence. C'est dans cet esprit que les mesures décrites ci-après ont été effectuées [CCIR, 1982-86a].

2. Signal radiophonique simulé

En ce qui concerne les variations dans le temps, il existe une relation étroite entre le spectre RF d'un émetteur MF et le signal radiophonique modulant. On ne peut donc donner qu'une information statistique sur la distribution de la densité de puissance moyenne ou sur le pourcentage de temps pendant lequel certains niveaux sont dépassés.

Compte tenu de l'étroite relation entre le spectre RF et le signal AF modulant, le premier objectif a été de déterminer un signal radiophonique représentatif. Pour diverses mesures, le bruit coloré décrit dans la Recommandation 559 sert à simuler un signal radiophonique. La distribution de la densité spectrale de puissance de ce bruit coloré concorde assez bien avec celle d'un programme de radiodiffusion non comprimé représentatif. En raison de sa faible gamme dynamique, il est préféré pour certaines mesures. Cependant, dans le cas de mesures de spectres, il faudrait utiliser un signal modulant AF ayant des caractéristiques dynamiques semblables à celles d'un programme de radiodiffusion moyen. A cet effet, on a déterminé la distribution d'amplitude d'un programme de radiodiffusion stéréophonique non comprimé sur une période d'une semaine. La ligne continue de la Fig. 1 montre la distribution temporelle cumulative des niveaux radiophoniques pour ce signal AF. En outre, les mesures ont montré que les variations journalières étaient inférieures à 2 dB.

FIGURE 1 – *Distribution de l'amplitude d'émissions de radiodiffusion sonore MF*

▲ distribution de la bande d'essai, séquence de 60 échantillons de programme (représentative d'un programme de haute qualité non comprimé)

——— distribution d'un programme d'une semaine

Pour réduire le temps nécessaire aux mesures, on a pris des échantillons d'une durée de 1 min également espacés dans le temps. On a ainsi obtenu une séquence de 60 échantillons de programme, représentative d'un programme stéréophonique de 24 h. Cela ressort de la Fig. 1 où les points de repère indiquent la distribution cumulative de la séquence d'échantillons. L'utilisation de cette séquence comme substitut représentatif d'un programme réel est justifiée par le fait que, sur la Fig. 1, les points de repère sont proches de la courbe.

3. Mesures de spectres

Dans certaines hypothèses, la densité spectrale de puissance d'une fonction du temps peut être mesurée avec un analyseur de spectre. Comme l'on voulait déterminer non seulement la distribution de la densité de puissance, mais aussi les spectres pour différents pourcentages de temps, l'analyseur de spectre a été utilisé uniquement comme filtre ayant une largeur de bande de bruit de 1,2 kHz et comme démodulateur logarithmique. L'analyseur était accordé sur diverses fréquences diversement distantes de la porteuse RF. Au moyen d'un compteur stochastique connecté à la sortie de l'analyseur, on a déterminé le pourcentage de temps pendant lequel divers niveaux étaient dépassés. Pour ce faire, un générateur de signaux RF, dont la sortie était directement reliée à l'entrée de l'analyseur, était modulé en fréquence, via un réseau de préaccentuation (50 µs) et un codeur stéréo, par du bruit coloré ou par le signal AF représentant un programme stéréophonique type. Avec du bruit coloré, la déviation de fréquence était de ± 32 kHz comme dans la méthode décrite dans l'Annexe I à la Recommandation 641, alors qu'avec le signal AF, la déviation de fréquence correspondait à des conditions de fonctionnement normales, c'est-à-dire ± 40 kHz lorsque le signal AF est une tonalité sinusoïdale de 500 Hz au niveau studio (+6 dBm). Cette condition d'exploitation (indicateur d'amplitude maximale du CCITT (Rapport 292 du CCIR)) est obtenue avec un émetteur ajusté de manière que la déviation maximale en mode stéréo ne dépasse pas ± 75 kHz.

Les mesures stéréophoniques avec bruit coloré posent un autre problème. Jusqu'ici, les émetteurs MF étaient modulés avec du bruit coloré en mode monophonique seulement. Si pour les canaux A et B on utilise la même source de bruit, les deux signaux sont corrélés et aucun signal de différence, S, n'est produit tant que les niveaux de A et de B sont égaux. Deux sources de bruit différentes avec des signaux non corrélés ne sont cependant pas représentatives de programmes de radiodiffusion. Une solution acceptable a été trouvée en se basant sur la distribution d'amplitude d'émissions MF. Pour être plus précis, on a mesuré le rapport du signal somme, M, au signal différence, S. Plusieurs mesures qui concordaient bien entre elles ont montré qu'en moyenne:

$$M \approx S + 10 \text{ dB}$$

Dans le cas des mesures avec bruit coloré en stéréophonie, les niveaux appropriés ont été obtenus en injectant des niveaux différents aux entrées A et B du codeur stéréo. Le rapport choisi était:

$$A = B - 6 \text{ dB}$$

Cela signifie que le niveau du signal dans le canal A valait la moitié du niveau du signal dans le canal B. On obtient ainsi sur une échelle linéaire:

Signal somme: $M = (A + B)/2 = 1{,}5\ B/2$

Signal différence: $S = (A - B)/2 = 0{,}5\ B/2$

et, en conséquence:

$$M = 3\ S$$

c'est-à-dire que le signal M est supérieur en gros de 10 dB au signal S.

4. Résultats des mesures

Initialement, la distribution d'amplitude cumulative avec le temps était déterminée dans diverses bandes spectrales, de 1,2 kHz de largeur, dans le spectre MF d'une émission monophonique ou stéréophonique. La porteuse RF non modulée servait de niveau de référence (0 dB). En raison de la gamme dynamique limitée du dispositif de mesure (valeur type 85 dB), des mesures à des espacements de fréquence atteignant 150 kHz n'ont pu être faites que dans un cas. Comme la porteuse RF en monophonie reste non modulée pendant les pauses du programme, les niveaux tendent vers 0 dB à une différence de fréquence de 0 kHz et pendant de faibles pourcentages de temps. Ce résultat contraste avec celui obtenu avec du bruit coloré.

A partir des distributions d'amplitude mesurées, on peut calculer la puissance contenue dans les bandes de fréquences correspondantes. La distribution de la densité de puissance résultante à l'intérieur du spectre de fréquences d'un émetteur MF, dépendant du mode de modulation et du signal radiophonique simulé, est décrite sur les Fig. 2 et 3. Il faut noter que la densité de puissance n'est pas rapportée à 1 Hz, mais que la courbe identifiée par «eff» est la différence de niveau entre la porteuse RF non modulée et la puissance mesurée à l'intérieur de la largeur de bande de bruit de 1,2 kHz.

FIGURE 2 – *Spectre MF avec programme (mono)*

— — 1%
- - - - - 3%
— · — 10%
} temps pendant lequel un niveau est dépassé

——— eff.: niveau quadratique moyen

* Mesuré dans une largeur de bande de bruit de 1,2 kHz.

FIGURE 3 – *Spectre MF avec programme (stéréo)*

— — 1%
- - - - - - 3%
—·—·— 10%
} temps pendant lequel un niveau est dépassé

——— eff.: niveau quadratique moyen

* Mesuré dans une largeur de bande de bruit de 1,2 kHz.

Souvent, ce n'est pas seulement la distribution de la densité de puissance qui est intéressante, mais ce sont aussi les niveaux dépassés ou atteints pendant de faibles pourcentages de temps. On a donc évalué les valeurs correspondant à 1%, 3% et 10% du temps et elles ont servi à tracer les courbes des Fig. 2 et 3.

Une comparaison de ces figures montre bien que pour une modulation stéréophonique, le spectre est plus large que pour une modulation monophonique. Il est utile de mentionner que le spectre de fréquences généré par le programme de radiodiffusion représentatif est beaucoup plus étroit que celui qui est généré par du bruit coloré.

Aux fins de la présente étude, on a supposé que la largeur de bande occupée contient 99%* (99,9%) de la puissance du signal MF. En calculant la largeur de bande occupée à partir des distributions de la densité spectrale de puissance, on obtient les valeurs suivantes:

- Bruit coloré, mono: B_n = 80 kHz (100 kHz)
- Bruit coloré, stéréo: B_n = 74 kHz (112 kHz)
- Programme, mono: B_n = 44 kHz (62 kHz)
- Programme, stéréo: B_n = 50 kHz (80 kHz)

En général, les spectres pour la modulation stéréophonique sont un peu plus larges que pour la modulation monophonique. Toutefois, avec un bruit coloré, la largeur de bande occupée calculée pour 99% de la puissance est de 6 kHz plus large pour la monophonie que pour la stéréophonie. Cela peut s'expliquer par la façon dont l'énergie est distribuée au voisinage de la porteuse.

Cependant, lorsqu'on examine la largeur de bande nécessaire, c'est-à-dire la largeur de bande qu'il faut pour obtenir une norme de qualité définie (par exemple, de faibles distorsions du signal), on obtient d'autres valeurs. Si l'on accepte, par exemple, qu'en dehors de la largeur de bande nécessaire il peut exister, pendant seulement 1% du temps, des niveaux qui dépassent −60 dB par rapport à la porteuse RF non modulée, condition qui correspond à des distorsions non linéaires < 0,1%, on obtient les largeurs de bande suivantes:

- Bruit coloré, mono: B_n = 147 kHz
- Bruit coloré, stéréo: B_n = 211 kHz
- Programme, mono: B_n = 94 kHz
- Programme, stéréo: B_n = 170 kHz

Les valeurs de largeur de bande occupée et nécessaire semblent toutes deux relativement petites et les valeurs de la largeur de bande occupée diffèrent des valeurs données ailleurs. Quant à la largeur de bande nécessaire, elle dépend des impératifs de qualité. Si des distorsions plus faibles ou des pourcentages de temps plus petits étaient demandés, cela conduirait à une augmentation de la largeur de bande nécessaire.

Les résultats obtenus peuvent contenir de petites erreurs dues à la précision limitée des mesures. Néanmoins, on voit clairement que la modulation par du bruit coloré conduira à des largeurs de bande occupée et nécessaire plus grandes qu'un signal radiophonique représentatif, pour la monophonie comme pour la stéréophonie.

5. Conclusions

Sur la base des résultats de mesure présentés, il est évident que les largeurs de bande RF d'émissions radiophoniques MF sont plus faibles que les largeurs prévisibles d'après des calculs faits avec la règle de Carson. Les résultats obtenus jusqu'à présent ne suggèrent cependant pas de formule plus fiable pour remplacer la règle de Carson. Des mesures et des études théoriques supplémentaires sont nécessaires pour élaborer un modèle fiable décrivant la relation entre des signaux modulants types et les valeurs associées de la largeur de bande occupée ou nécessaire en radiodiffusion sonore MF.

Il faut souligner que les résultats des mesures présentés sont encore insuffisants pour permettre de tirer des conclusions en ce qui concerne la spécification de caractéristiques de bande passante de récepteurs MF.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1982-86]: a. 10/53 (Allemagne (République fédérale d')).

BIBLIOGRAPHIE

[1982-86]: 10/47 (Pays-Bas).

---

* Sauf indication contraire du CCIR (ce qui n'est pas le cas jusqu'à présent), la valeur de 99% est en accord avec le numéro 147 du Règlement des radiocommunications.

Annexe 3

RECOMMANDATION 412-4*

NORMES DE PLANIFICATION POUR LA RADIODIFFUSION SONORE A MODULATION DE FRÉQUENCE EN ONDES MÉTRIQUES

(Question 46/10, Programme d'études 46L/10)

(1956-1959-1963-1974-1978-1982-1986)

Le CCIR

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que les normes de planification suivantes soient utilisées pour la radiodiffusion sonore en ondes métriques à modulation de fréquence (bande 8):

1. Champ minimal utilisable

En présence de parasites dus à des installations industrielles ou domestiques (pour les limites du rayonnement de ces installations, se référer à la Recommandation 433 qui indique les recommandations correspondantes du CISPR), une qualité de service satisfaisante nécessite un champ médian (mesuré à 10 m au-dessus du sol) au moins égal à:

1.1 *pour le service monophonique:*

48 dB(μV/m) dans les zones rurales;

60 dB(μV/m) dans les zones urbaines;

70 dB(μV/m) dans les grandes villes;

1.2 *pour le service stéréophonique:*

54 dB(μV/m) dans les zones rurales;

66 dB(μV/m) dans les zones urbaines;

74 dB(μV/m) dans les grandes villes.

Note. — En l'absence de brouillage dû à des installations industrielles ou domestiques, on peut considérer qu'un champ (mesuré à 10 m au-dessus du sol) au moins égal à 34 dB(μV/m) ou à 48 dB(μV/m) peut donner, respectivement, une qualité de service monophonique ou stéréophonique acceptable. Ces valeurs de champ s'appliquent lorsqu'une antenne extérieure est utilisée pour la réception monophonique ou lorsqu'une antenne directive ayant un gain appréciable est utilisée pour la réception stéréophonique (système à fréquence pilote défini dans la Recommandation 450).

2. Rapports de protection

2.1 Les rapports de protection en radiofréquence, pour une réception satisfaisante en monophonie pendant 99% du temps, sont donnés par la courbe M2 de la Fig. 1 pour les systèmes qui utilisent une déviation maximale de fréquence de ± 75 kHz; dans le cas de brouillage constant, il convient d'assurer une protection plus grande, donnée par la courbe M1 de la Fig. 1 (voir Annexe I).

Les rapports de protection sont également donnés dans le Tableau I pour des valeurs importantes de l'écart entre les fréquences.

Les valeurs correspondantes pour les systèmes monophoniques qui utilisent une déviation maximale de fréquence de ± 50 kHz sont celles que donnent les courbes M2 et M1 de la Fig. 2 (voir Annexe I). Les rapports de protection sont également donnés dans le Tableau II pour des valeurs importantes de l'écart entre les fréquences.

* Le Directeur du CCIR est prié de porter cette Recommandation à l'attention de la CEI, pour permettre à celle-ci d'informer de son contenu les constructeurs de récepteurs à modulation de fréquence. L'exploitation de services stéréophoniques à modulation de fréquence établis conformément aux normes qui figurent dans cette Recommandation a soulevé de graves difficultés. Il y aurait lieu d'examiner plus particulièrement les § 2.4 et 2.6 où sont mentionnés les problèmes qui se poseront si les caractéristiques nominales des récepteurs considérés ne répondent pas aux prescriptions.

FIGURE 1 – *Rapport de protection en radiofréquence pour la radiodiffusion en ondes métriques (bande 8) aux fréquences comprises entre 87,5 et 108 MHz, pour une déviation maximale de fréquence de ± 75 kHz*

Courbe M1:	radiodiffusion monophonique; brouillage constant
Courbe M2:	radiodiffusion monophonique; brouillage troposphérique (protection pendant 99 % du temps)
Courbe S1:	radiodiffusion stéréophonique; brouillage constant
Courbe S2:	radiodiffusion stéréophonique; brouillage troposphérique (protection pendant 99 % du temps)

FIGURE 2 – *Rapports de protection en radiofréquence pour la radiodiffusion en ondes métriques (bande 8), pour une déviation maximale de fréquence de ±50 kHz*

Courbe M1: radiodiffusion monophonique; brouillage constant

Courbe M2: radiodiffusion monophonique; brouillage troposphérique (protection pendant 99% du temps)

Courbe S1: radiodiffusion stéréophonique; brouillage constant

Courbe S2: radiodiffusion stéréophonique; brouillage troposphérique (protection pendant 99% du temps)

Les valeurs des courbes S1 et S2 s'appliquent aussi bien au système à fréquence pilote qu'au système à modulation polaire.

TABLEAU I

Ecart entre les fréquences (kHz)	Rapport de protection en radiofréquence (dB) avec une déviation maximale de fréquence de ± 75 kHz			
	Monophonie		Stéréophonie	
	Brouillage constant	Brouillage troposphérique	Brouillage constant	Brouillage troposphérique
0	36,0	28,0	45,0	37,0
25	31,0	27,0	51,0	43,0
50	24,0	22,0	51,0	43,0
75	16,0	16,0	45,0	37,0
100	12,0	12,0	33,0	25,0
125	9,5	9,5	24,5	18,0
150	8,0	8,0	18,0	14,0
175	7,0	7,0	11,0	10,0
200	6,0	6,0	7,0	7,0
225	4,5	4,5	4,5	4,5
250	2,0	2,0	2,0	2,0
275	−2,0	−2,0	−2,0	−2,0
300	−7,0	−7,0	−7,0	−7,0
325	−11,5	−11,5	−11,5	−11,5
350	−15,0	−15,0	−15,0	−15,0
375	−17,5	−17,5	−17,5	−17,5
400	−20,0	−20,0	−20,0	−20,0

TABLEAU II

Ecart entre les fréquences (kHz)	Rapport de protection en radiofréquence (dB) avec une déviation maximale de fréquence de ± 50 kHz			
	Monophonie		Stéréophonie	
	Brouillage constant	Brouillage troposphérique	Brouillage constant	Brouillage troposphérique
0	39	32	49	41
25	32	28	53	45
50	24	22	51	43
75	15	15	45	37
100	12	12	33	25
125	7,5	7,5	25	18
150	6	6	18	14
175	2	2	12	11
200	−2,5	−2,5	7	7
225	−3,5	−3,5	5	5
250	−6	−6	2	2
275	−7,5	−7,5	0	0
300	−10	−10	−7	−7
325	−12	−12	−10	−10
350	−15	−15	−15	−15
375	−17,5	−17,5	−17,5	−17,5
400	−20	−20	−20	−20

2.2 Les rapports de protection en radiofréquence pour une réception satisfaisante en stéréophonie pendant 99% du temps, pour des émissions qui utilisent le système à fréquence pilote et une déviation maximale de fréquence de ± 75 kHz, sont donnés par la courbe S2 de la Fig. 1. Dans le cas de brouillage constant (voir Annexe I), il convient d'assurer une protection plus grande, donnée par la courbe S1 de la Fig. 1. Les rapports de protection sont également donnés dans le Tableau I pour des valeurs importantes de l'écart entre les fréquences. Les valeurs correspondantes pour les systèmes stéréophoniques qui utilisent une déviation maximale de fréquence de ± 50 kHz sont celles que donnent les courbes S2 et S1 de la Fig. 2. Les rapports de protection sont également donnés dans le Tableau II pour des valeurs importantes de l'écart entre les fréquences.

2.3 La valeur du rapport de protection en radiofréquence pour un écart de fréquence égal à 10,7 MHz devrait être inférieure à −20 dB.

Pour des écarts différents, mais supérieurs à 400 kHz, la valeur du rapport de protection devrait être considérablement inférieure à celle qui est définie ci-dessus.

2.4 Les rapports de protection en radiodiffusion stéréophonique supposent l'utilisation d'un filtre passe-bas en aval du démodulateur MF dans le récepteur pour réduire le brouillage et le bruit aux fréquences supérieures à 53 kHz, dans le système à fréquence pilote et supérieures à 46,25 kHz dans le système à modulation polaire. Faute d'un tel filtre, ou d'un dispositif équivalent dans le récepteur, les courbes des rapports de protection en radiodiffusion stéréophonique ne peuvent être respectées, et des brouillages importants par les canaux adjacents ou voisins sont possibles.

2.5 Dans le cas des récepteurs MA-MF, il est nécessaire de prendre des dispositions pour que les circuits MA à fréquence intermédiaire (généralement sur 450-470 kHz) n'entraînent pas de dégradation des rapports de protection quand le récepteur fonctionne en modulation de fréquence, en particulier, pour des écarts de fréquence entre la porteuse utile et la porteuse brouilleuse supérieurs à 300 kHz.

2.6 En cas d'introduction de systèmes de données ou autres systèmes, ceux-ci ne doivent pas causer aux services monophonique et stéréophonique un brouillage dépassant le niveau indiqué par les courbes de rapport de protection de la Fig. 1 (voir le Rapport 463). On estime qu'il n'est pas possible, dans la planification, d'accorder une protection supplémentaire aux services de données ou à d'autres services transmettant des signaux d'information supplémentaires.

Note 1. – Les courbes des rapports de protection de la Fig. 1 ont été déterminées initialement par évaluation subjective des effets de brouillage. Comme les essais subjectifs sont assez longs, on a mis au point une méthode de mesure objective (voir l'Annexe I à la Recommandation 641) et on a obtenu des résultats qui concordent bien avec ceux des essais subjectifs.

Note 2. – Pour déterminer les caractéristiques du filtre dont la réponse en phase présente une certaine importance pour assurer la séparation entre voies aux audiofréquences élevées, il faut se référer à l'Annexe III à la Recommandation 644.

Note 3. – Les rapports de protection en cas de brouillage constant donnent un rapport signal/bruit d'environ 50 dB (mesure de quasi-crête pondérée conforme à la Recommandation 468, avec signal de référence pour la déviation maximale de fréquence). Voir également l'Annexe I à la Recommandation 641.

3. Espacement des canaux

Les canaux doivent être assignés de telle sorte:

3.1 que les fréquences porteuses qui définissent la position nominale des canaux dans la bande soient des multiples de 100 kHz;

3.2 qu'un espacement uniforme de 100 kHz entre les canaux soit appliqué aux émissions monophoniques et aux émissions stéréophoniques.

Note. – Dans le cas où un espacement entre canaux de 100 kHz serait difficile à obtenir, un espacement correspondant à un multiple de 100 kHz serait également acceptable, sous réserve que les fréquences porteuses soient choisies conformément au § 3.1 ci-dessus.

ANNEXE I

Pour appliquer les courbes du rapport de protection des Fig. 1 et 2, il est indispensable de déterminer si, dans les circonstances particulières, il convient de considérer le brouillage comme constant ou troposphérique [CCIR, 1978-82]. A cet égard, un critère valable est fourni par le concept du «champ perturbateur» qui est le champ de l'émetteur brouilleur (à la p.a.r. correspondante) augmenté du rapport de protection approprié.

Par conséquent, le champ perturbateur pour un brouillage constant:

$$E_s = P + E(50,50) + A_s$$

et le champ perturbateur pour un brouillage troposphérique:

$$E_t = P + E(50,T) + A_t$$

où

P: p.a.r. (dB(1 kW)) de l'émetteur brouilleur,

A: rapport de protection en radiofréquence (dB),

$E(50, T)$: champ (dB(μV/m)) de l'émetteur brouilleur, normalisé à 1 kW et dépassé pendant T% du temps,

et où les indices s et t indiquent un brouillage constant ou troposphérique, respectivement.

La courbe du rapport de protection pour un brouillage constant est applicable lorsque le champ perturbateur est supérieur à celui qui provient d'un brouillage troposphérique,

c'est-à-dire $E_s \geqslant E_t$

Ce qui signifie que A_s devra être utilisé dans tous les cas lorsque:

$$E(50,50) + A_s \geqslant E(50,T) + A_t.$$

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1978-82]: 10/241 (Yougoslavie, (République socialiste fédérative de)).

BIBLIOGRAPHIE

[1982-86]: 10/14 (UER); 10/38 (URSS); 10/48 (Italie).

RECOMMANDATION 450-1

NORMES D'ÉMISSION POUR LA RADIODIFFUSION SONORE A MODULATION DE FRÉQUENCE EN ONDES MÉTRIQUES

(Question 46/10)

Le CCIR (1982)

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, pour la radiodiffusion sonore en modulation de fréquence dans la bande 8 (ondes métriques), les normes d'émission suivantes soient utilisées:

1. Emissions monophoniques

1.1 *Signal RF*

Le signal radiofréquence est constitué d'une porteuse modulée en fréquence par le signal son à transmettre, après préaccentuation, avec une déviation maximale de fréquence égale à:

± 75 kHz ou ± 50 kHz

Note 1. – Dans les pays de l'Europe occidentale et aux Etats-Unis, la déviation maximale est ± 75 kHz. En URSS et dans quelques autres pays européens, la déviation maximale est ± 50 kHz.

1.2 *Préaccentuation du signal son*

La caractéristique de préaccentuation du signal son est identique à la courbe admittance-fréquence d'un circuit résistance-capacité en parallèle, ayant une constante de temps de:

50 μs ou 75 μs

Note 2. – En Europe, la préaccentuation est de 50 μs. Aux Etats-Unis, elle est de 75 μs.

Annexe 4

RECOMMANDATION 643

SYSTÈME DESTINÉ A L'ACCORD AUTOMATIQUE AINSI QU'A D'AUTRES FONCTIONS DANS LES RÉCEPTEURS DE RADIODIFFUSION MF ET UTILISABLE AVEC LE SYSTÈME A FRÉQUENCE PILOTE

(Question 46/10, Programme d'études 46H/10)

(1986)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

a) qu'en radiodiffusion en ondes métriques à modulation de fréquence, la densité des émissions dans de nombreuses parties du monde augmente à un point tel qu'il devient de plus en plus difficile d'accorder le récepteur sur la chaîne de programme désirée, notamment dans le cas des récepteurs MF portatifs ou d'automobile;

b) que, par ailleurs, de nouvelles techniques offrent la possibilité d'ajouter aux signaux radiophoniques des signaux de données auxiliaires permettant l'application d'une grande variété de méthodes d'identification des émissions, ce qui facilitera l'accord assisté ou automatique des futurs récepteurs de radiodiffusion;

c) que de tels signaux de données peuvent être ajoutés à des émissions en modulation de fréquence existantes de manière à être inaudibles, assurant ainsi une bonne compatibilité avec la réception des programmes normaux en monophonie ou en stéréophonie;

d) qu'il existe des techniques permettant de réaliser l'accord assisté ou automatique du récepteur au moyen des signaux de données et que ces techniques peuvent être mises en œuvre à peu de frais dans des récepteurs construits en grande série;

e) qu'un tel système offre une souplesse suffisante pour permettre la réalisation de nombreuses applications facultatives répondant aux besoins particuliers de chaque radiodiffuseur;

f) que la plupart des Membres de l'UER ont collaboré à l'élaboration des normes adoptées à l'échelle internationale pour ce système;

g) qu'une telle normalisation internationale est nécessaire pour assurer la fabrication en grande série des récepteurs utilisant ce système, ce qui aura pour effet de réduire leur prix de vente et également pour permettre aux voyageurs d'utiliser leurs récepteurs MF à l'étranger, en particulier dans le cas des modèles portatifs et pour automobile,

RECOMMANDE

que les radiodiffuseurs souhaitant introduire en radiodiffusion à modulation de fréquence la diffusion d'informations supplémentaires destinées à l'identification de la chaîne et de l'émetteur ou à d'autres applications adoptent le système de diffusion de données RDS (Radio Data System) décrit dans l'Annexe I.

Note. – Des renseignements concernant les caractéristiques d'exploitation du RDS sont donnés dans l'Annexe II.

ANNEXE I

SPÉCIFICATIONS DU SYSTÈME DE DIFFUSION DE DONNÉES EN RADIODIFFUSION*

1. Modulation de la voie de données

1.1 Fréquence de la sous-porteuse: 57 kHz, verrouillée en phase ou en quadrature (voir la Note) sur la troisième harmonique de la fréquence pilote 19 kHz (± 2 Hz) dans le cas de la stéréophonie. Tolérance de fréquence: ± 6 Hz.

Note. – Si le système RDS et le système d'identification d'annonces routières ARI (Informations radiodiffusées pour automobilistes) sont utilisés simultanément, leurs sous-porteuses respectives doivent être déphasées de 90° ± 10° et la déviation nominale recommandée de la porteuse principale sera de ± 1,2 kHz pour le signal RDS et de ± 3,5 kHz pour la sous-porteuse ARI non modulée.

1.2 Niveau de la sous-porteuse: la déviation nominale recommandée de la porteuse MF principale due à la sous-porteuse modulée est de ± 2 kHz. Le décodeur doit toutefois être conçu pour fonctionner à des niveaux de sous-porteuse correspondant à des déviations comprises entre ± 1 et ± 7,5 kHz.

1.3 Méthode de modulation: la sous-porteuse est modulée en amplitude par le signal de données mis en forme et codé en biphase. La sous-porteuse est supprimée (Fig. 1a) à 1c)).

* Les caractéristiques qui figurent ici ne constituent qu'un résumé d'un document plus détaillé publié séparément.

a) Spectre des signaux de données radiodiffusées codés en biphase

b) Représentation temporelle d'un symbole de signal biphase

c) Signaux de données diffusées sur 57 kHz

FIGURE 1 – *Spectre et représentation temporelle des signaux RDS*

1.4 Débit de données et fréquence d'horloge: le débit de données nominal est de 1187,5 ± 0,125 bit/s. La fréquence d'horloge est obtenue en divisant par 48 celle de la sous-porteuse diffusée.

1.5 Codage différentiel: lorsqu'un 0 logique est appliqué à l'entrée du codeur de l'émetteur, le niveau de sortie reste inchangé par rapport à celui qui correspond au bit précédent. Dans le cas d'un 1 logique, le bit produit est le complément du précédent.

2. Codage en bande de base

2.1 Structure de codage: le plus grand élément de la structure est dénommé «groupe» et compte 104 bits. Chacun d'eux comporte quatre «blocs» de 26 bits, dont 16 bits significatifs et un mot de contrôle de 10 bits.

2.2 Ordre de transmission: tous les mots d'information, de contrôle et d'adresse sont diffusés avec leur bit de plus fort poids en premier.

2.3 Protection contre les erreurs: le mot de contrôle par redondance cyclique de 10 bits, auquel on ajoute un mot de décalage de 10 bits destiné à la synchronisation, permet au récepteur-décodeur de détecter et de corriger les erreurs à la réception.

2.4 Synchronisation des blocs et des groupes: le décodeur peut reconnaître le début et la fin des blocs de données en mettant à profit le fait que le décodeur de contrôle des erreurs détecte avec une forte probabilité les glissements de synchronisation de blocs. A l'intérieur d'un bloc, chacun des groupes est identifié par un mot de décalage différent ajouté au mot de contrôle de 10 bits correspondant.

2.5 Format du message: les cinq premiers bits du deuxième bloc de chacun des groupes constituent un code à 5 bits définissant l'application du groupe et sa version. Le Tableau I indique les types de groupes spécifiés. Une certaine capacité reste disponible en vue d'applications futures non encore définies.

FIGURE 2 – *Format et adressage du message*

Note 1. – Code de type de groupe = 4 bits.

Note 2. – B_0 = code de version = 1 bit.

Note 3. – Code PI = code d'identification de programme = 16 bits.

Note 4. – TP = code d'identification d'un programme pour automobilistes = 1 bit.

Note 5. – PTY = code de genre de programme = 5 bits.

Note 6. – Mot de contrôle + décalage «N» = 10 bits ajoutés pour la protection contre les erreurs et l'information de synchronisation de bloc ou de groupe.

Note 7. – $t_1 < t_2$: dans tout groupe, le bloc 1 est transmis en premier et le bloc 4 en dernier.

TABLEAU I – *Codes de types de groupes*

Type de groupe						Applications
Valeur décimale	Code binaire A_3	A_2	A_1	A_0	B_0	
0	0	0	0	0	X (1)	Information de base d'accord et de commutation
1	0	0	0	1	X	Horaire de l'émission
2	0	0	1	0	X	Radiotexte
3	0	0	1	1	X	Renseignements sur les autres réseaux
4	0	1	0	0	0	Heure et date
5	0	1	0	1	X	Voies banalisées pour textes ou autres graphismes (32 voies)
6	0	1	1	0	X	Applications internes
7-14						Applications non encore définies
15	1	1	1	1	1	Information rapide de base d'accord et de commutation

(1) X signifie qu'il y aurait un 0 ou un 1 en version B.

Une grande partie de la capacité du système RDS est utilisée pour des fonctions en rapport avec l'accord assisté ou automatique des récepteurs MF. De tels messages sont répétés fréquemment, ce qui permet d'obtenir un temps court d'acquisition des données pour l'accord ou le changement d'accord. Les codes correspondants occupent toujours la même position dans chacun des goupes et peuvent donc être décodés sans se référer à aucun bloc autre que celui contenant l'information.

Le Tableau II explique la signification des abréviations utilisées et indique les caractéristiques auxquelles elles s'appliquent.

2.6 Cadence de répétition: le Tableau III indique les cadences de répétition recommandées pour certaines des principales applications.

TABLEAU II – *Liste des abréviations et des caractéristiques*

Fonctions d'accord	Autres fonctions
PI: identification du programme	TA: identification des annonces routières
PS: nom de la chaîne de programmes	DI: identification du décodeur
AF: liste des autres fréquences possibles	M/S: commutateur musique-parole
TP: identification des programmes pour automobilistes	PIN: horaire de l'émission
PTY: genre de programme	RT: radiotexte
	ON: renseignements sur les autres réseaux
	TDC: voie de données banalisée
	IH: applications internes
	CT: heure et date

TABLEAU III – *Cadences de répétition recommandées*

Applications	Types de groupes qui contiennent cette information	Cadence de répétition conseillée (par seconde)
Code d'identification du programme (PI)	tous	11 (1)
Nom de la chaîne de programmes (PS)	0A, 0B	1 (1)
Code du genre de programmes (PTY)	tous	11
Code d'identification des programmes pour automobilistes (TP)	tous	11
Code des autres fréquences possibles (AF)	0A	4 (2)
Codes d'annonces routières (TA)	0A, 0B, 15B	4
Code d'identification du décodeur (DI)	0A, 0B, 15B	1
Code musique-parole (M/S)	0A, 0B, 15B	4
Code horaire de l'émission (PIN)	1A, 1B	1
Message en radiotexte (RT)	2A, 2B	0,2

(1) En ce qui concerne ces deux rubriques, des codes valables seront normalement émis à cette cadence lorsque l'émetteur diffuse un programme de radiodiffusion normal. Toutefois, suivant les besoins du service, les radiodiffuseurs peuvent choisir d'autres cadences de répétition.

(2) La liste des autres fréquences possibles (si elles existent) des émetteurs qui relaient le même programme sera transmise de façon cyclique; elle ne peut en compter plus de 25. S'il n'y a pas d'autres fréquences possibles, on utilisera les groupes de type 0B (qui ne comprennent pas cette liste de fréquences) et non de type 0A.

Note. – Certaines administrations qui ne font pas partie de la Région 1 n'ont pas terminé l'étude de certaines de ces questions et ont besoin d'un délai supplémentaire avant de pouvoir accepter cette Recommandation.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ELY, S. R. [juin 1982] The impact of radio data on broadcast receivers. *Radio and Electron. Engr.*, Vol. 52, 5, 291-296.

UER [1984] Spécifications du système RDS pour la diffusion de données en radio à modulation de fréquence. Document Tech. 3244.

Documents du CCIR

[1978-82]: 10/214 (Suède).

[1982-86]: 10/15 + Add. (UER); 10/32 (Royaume-Uni); 10/84 (Suède); 10/234 (Suède); 10/236 (Allemagne (République fédérale d')); 10/271 (Japon).

ANNEXE II

CARACTÉRISTIQUES D'EXPLOITATION DU SYSTÈME RDS

1. Compatibilité avec les émissions en modulation de fréquence existantes

1.1 *Compatibilité avec le programme principal en stéréophonie à fréquence pilote*

La fréquence, le niveau et la méthode de modulation de la sous-porteuse acheminant les signaux de données ont été soigneusement choisis pour éviter de perturber la réception du programme principal stéréophonique ou monophonique. Du fait de l'extrême importance des considérations de compatibilité, des essais en exploitation approfondis et prolongés ont été effectués dans plusieurs pays. On a ainsi constaté que la compatibilité est bonne dans des conditions de propagation et avec des récepteurs très divers. A certains endroits où les signaux reçus sont affectés d'effets importants de propagation par trajets multiples, on risque cependant d'observer une perturbation du programme principal, mais dans pareil cas, sa qualité de réception est généralement mauvaise du fait des distorsions, même en l'absence de signaux RDS.

1.2 *Compatibilité avec les signaux auxiliaires existants*

Le système RDS est conçu de manière à ne pas perturber les signaux auxiliaires actuellement utilisés dans certains pays pour identifier les émissions destinées aux automobilistes (système ARI (Autofahrer Rundfunk Information – informations radiodiffusées pour automobilistes)). On y parvient en mettant en forme le spectre des signaux RDS diffusés de manière à minimiser son recouvrement avec celui des signaux ARI. Toutefois, lorsque les signaux RDS et les signaux ARI sont diffusés simultanément par le même émetteur ou par des émetteurs différents, il convient de réduire le niveau d'injection des signaux RDS de telle sorte que la déviation de la porteuse principale due à ces derniers soit de ± 1,2 kHz, ce qui s'est révélé nécessaire pour assurer la compatibilité voulue avec certains modèles de récepteurs ARI actuels. Il convient parallèlement de réduire la déviation de la porteuse principale due à la sous-porteuse ARI non modulée de telle sorte qu'elle soit de ± 3,5 kHz. Néanmoins, il sera peut-être possible, par la suite, d'accroître les tolérances de déviation due aux signaux RDS.

2. Fiabilité de réception des signaux de données

Lors de l'évaluation de la fiabilité de réception des signaux de données, il importe de considérer les applications du système RDS comme se répartissant en deux catégories: celles utilisant des messages brefs fréquemment répétés, par exemple, pour l'accord automatique et celles, comme le radiotexte, dont les messages sont plus longs, mais moins souvent répétés.

Dans le cas de réception en limite de champ (ce qui peut arriver pour des installations domestiques fixes) et si les signaux RDS sont injectés au niveau recommandé de ± 2 kHz, on peut obtenir une fiabilité de réception suffisante pour les messages courts avec une tension à l'entrée du récepteur d'environ 15 dBμV (source à 50 Ω); pour les messages plus longs, cette tension doit atteindre 20 dBμV. Il faut cependant préciser que ces valeurs dépendent du facteur de bruit du récepteur. Elles correspondent respectivement à des taux d'erreur binaire de 1×10^{-2} et 1×10^{-4} à la réception avant correction. Dans ces conditions de réception en limite de champ, le taux d'erreur binaire décroît exponentiellement en fonction inverse du niveau à l'entrée du récepteur. De plus, quand les signaux RDS sont injectés à l'émission en respectant la plage de niveaux d'injection prévue (entre ± 1 et ± 7,5 kHz), la tension à l'entrée du récepteur nécessaire pour obtenir un taux d'erreur donné est à peu près inversement proportionnelle au niveau d'injection. C'est ainsi, par exemple, que si on réduit le niveau d'injection de ± 2 à ± 1 kHz, la tension, qui devra être présente à l'entrée d'un récepteur RDS pour obtenir un taux d'erreur binaire donné, augmentera de 6 dB.

Les études visant à déterminer le meilleur niveau d'injection des signaux RDS ont montré qu'il fallait trouver un compromis entre la compatibilité avec le programme principal et la fiabilité de réception des signaux RDS. Globalement, le niveau recommandé correspondant à une déviation de ± 2 kHz de la porteuse principale, constitue le meilleur compromis pour une large gamme de conditions de réception.

En réception mobile à bord de véhicules, on a souvent constaté que la propagation par trajets multiples constituait la principale source de dégradation des signaux RDS et des essais approfondis ont été réalisés dans plusieurs pays sur le comportement du système dans de telles conditions.

Au cours de ces essais en vraie grandeur menés sur des routes où les signaux des émetteurs locaux étaient gravement dégradés par des effets de propagation par trajets multiples, on a constaté que les messages fréquemment répétés nécessaires pour l'accord automatique des futurs récepteurs RDS pouvaient encore souvent être reçus avec fiabilité, même quand le programme principal était gravement dégradé par de la distorsion et du bruit. Dans le cas où la possibilité de réception est limitée par le champ disponible, on a observé une amélioration de la fiabilité de réception lorsqu'on augmentait le niveau d'injection à l'émission, mais les résultats restaient néanmoins satisfaisants jusqu'au niveau minimal autorisé par les spécifications du système RDS, soit ± 1 kHz.

Le rapport de protection RF qu'exige le système RDS vis-à-vis des émissions de radiodiffusion non désirées faites sur le même canal ou sur le canal adjacent a été déterminé par des mesures de laboratoire en utilisant une procédure semblable à celle utilisée pour établir les rapports de protection figurant dans la Recommandation 412. Les résultats de ces mesures sont donnés à la Fig. 3 pour les brouillages permanents. On notera que, pour les émissions respectant l'espacement recommandé de 100 kHz entre canaux, le rapport de protection exigé par le système RDS est très inférieur à celui demandé par les émissions en stéréophonie. La Fig. 3 montre que les rapports de protection RDS sont voisins de ceux qui s'appliquent aux signaux de programmes en monophonie; on peut les améliorer, si on le désire, en utilisant un niveau de sous-porteuse RDS accru.

Les expériences montrent que les rapports de protection existants pour les services de radiodiffusion en monophonie et en stéréophonie ne sont pas affectés par l'insertion d'une sous-porteuse RDS dans le signal brouilleur. Tel a été le cas pour une déviation allant jusqu'à ± 7,5 kHz de la porteuse principale par la sous-porteuse.

FIGURE 3 – *Comparaison des rapports de protection en monophonie et en stéréophonie définis dans la Recommandation 412 avec ceux mesurés pour le système RDS*

Courbe M1: radiodiffusion monophonique; brouillage constant
Courbe M2: radiodiffusion monophonique; brouillage troposphérique
Courbe S1: radiodiffusion stéréophonique; brouillage constant
Courbe S2: radiodiffusion stéréophonique; brouillage troposphérique
Courbe RDS-1 kHz: émission de données, déviation ± 1 kHz, brouillage constant, taux d'erreur binaire 1×10^{-3}
Courbe RDS-2 kHz: émission de données, déviation ± 2 kHz, brouillage constant, taux d'erreur binaire 1×10^{-3}

Références bibliographiques

[ALA] M.Alard : Démodulation d'un signal duobinaire selon l'algorithme de Viterbi.
UER Centre technique, GTR5 101, mars 1986.

[BIC 2] J.C.Bic, D.Duponteil, J.C.Imbeaux : Eléments de communications numériques. Transmission sur fréquence porteuse 2.
DUNOD 1986

[BGT] J.P.Chanavat : Notice d'utilisation du RDSmètre.
B.G.Télématique, mai 1990.

[CAU 1] H.Caudron : Performances théoriques des systèmes de diffusion de données sur sous-porteuse dans le multiplex FM.
Document technique CERLOR (CL/FMS/HC/060/90), mars-août 1991.

[CAU 2] H.Caudron : Le logiciel de simulation de diffusion de données SIDON (version 3).
Document technique CERLOR (CL/SDD/HC/040/87), septembre 1987.

[COS] J.P.Costas : Synchronous Communication.
Proceeding of the IRE, n° 12, pp 1713-1718, december 1958.

[DEB 1] Debabrata Saha, Theodore G.Birdsall : Quadrature-Quadrature Phase Shift-Keying.
IEEE Trans. Commun., vol. COM.35, n° 5, pp 437-448, May 1989.

[FRA] Franck de Jager and Cornelis B. Dekker : Tamed Frequency Modulation, A Novel Method to Achieve Spectrum Economy in Digital Transmission.
IEEE Trans. Commun., vol. COM.36, n° 5, May 1978

[FRO] D.Frossard : La radiomessagerie par RDS en France.
Revue de l'UER, n° 245, p. 22-28, février 1991.

[KAB] P.Kabal and S.Pasupathy : Partial-Response Signaling.
IEEE Trans. Commun., vol. COM.23, n° 9, pp 921-934, September 1975.

[KAH 1] Kah-Seng Chung : Generalized Tamed Frequency Modulation and Its Application for Mobile Radio Communications.
IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT.33, n° 3,pp 103-113, August 1984.

[KAH 2] Kah-Seng Chung : Discriminator-MLSE of a GTFM Signal in the Presence of Fast Rayleight Fading.
IEEE Trans. Commun., vol. COM.35, n° 12, pp 1374-1376, December 1987.

[KAZ] Kazuaki Murota and Kenrichi Hirade : GMSK Modulation for Mobile Radio Telephony.
IEEE Trans. Commun., vol. COM.29, n° 7, pp 1044-1050, July 1981.

[KOP 1] M.Kopitz : Le système RDS : des spécifications à la réalité pratique.
Revue de l'UER, n° 233, p. 9-16, février 1989.

[KOP 2] M.Kopitz : Conception des récepteurs MF qui mettent en œuvre le système de diffusion de données.
Revue de l'UER, n° 204, p. 3-11, avril 1984.

[KRE] E.R.Kretzmer : Generalization of a Technique for Binary Data Communication.
IEEE Trans. Commun., vol. COM.14, pp 67-68, February 1966.

[KUR] T.Kuroda, M.Takada, and O.Yamada : Development of an FM Multiplex Broadcasting System Having a Large Transmission Capacity.
IBC, Brighton, pp 241-245, 1990.

[LEC] A.Leclert and P.Vandamme : Universal Carrier Recovery Loop for QASK and PSK Signal Sets.
IEEE Trans. Commun., vol. COM.31, n° 1, pp 130-136, January 1983.

[LEN] A.Lender : The Duobinary Technique for High-Speed Data Transmission.
Trans AIEE, vol COM.82, pp 214-218, mai 1963.

[MER 1] H.Mertens : Sensibilité aux échos des codes à réponse partielle en modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle.
Revue de l'UER, n° 237-238, p. 176-187, février 1989.

[MER 2] H.Mertens : Transmission de données avec les codes binaire, biphase et duobinaire en bande de base, AM, FM et AM/FM. Théorie et simulation.
Edition provisoire Centre Technique de l'Union Européenne de Radiodiffusion, juillet 1991.

[ROU 1] F.Roubaud : note TDF CERIM (CER/61/FR/90) janvier 1990.

[ROU 2] F.Roubaud : note TDF CERIM (CER/61/44/FR/90/CG) février 1990.

[SPE] Spécification du système RDS pour la diffusion de données en radio à modulation de fréquence.
Document Tech. 3244 de l'UER (1984)

[SUB] Subbarayan Pasupathy : Minimum Shift Keying : A Spectral Efficient Modulation .
IEEE Communication Magazine, July 1979.

Bibliographie

[ARZ] F.Arzpayma : Modulateur-démodulateur multiniveaux pour faisceaux hertziens numériques
Thèse de l'Université de Paris 2 , décembre 1980

[AUS] Marc C.Austin and Ming U.Chang : Quadrature Overlapped Raised-Cosine Modulation
IEEE Trans. Commun., vol. COM.29, n° 3, pp 237-249, Mars 1981

[AZO] A.Azaouaoui : Etude de la résistance aux échos des codages à réponse partielle
Thèse de l'Université de Liège 1989

[DEB 2] Debabrata Saha : Quadrature-Quadrature Phase Shift Keying
Ph.D.Dissertation, Univ. Michigan, Aug 1986

[GIL] M.Gilles : Etude des procédés de codages et de modulations numériques pour la diffusion de données en radio à modulation de fréquence
Document technique TDF CERIM (CER/69/123/MG/89), septembre 1989

[BIC 1] J.C.Bic, D.Duponteil, J.C.Imbeaux : Eléments de communications numériques. Transmission sur fréquence porteuse 1.
DUNOD 1986

[COU] F.de Coulon : Théorie et traitement des signaux
Dunod 1984

[DEB 2] Debrata Saha, Theodore G.Birdsall : Quadrature-Quadrature Phase Shift-Keying : A Constant Envelope Modulation Scheme. Conf.Inform.Sci.Syst., Princeton, NJ, pp 585-590, Mars 1986

[FEN] Feng Fan and Loh-Ming Li : Effect of Noisy Phase Reference on Coherent Detection of Band-limited Offset-OQPSK Signals IEEE Trans. Commun., vol. COM.38, n° 2, pp 156-159, February 1990.

[FON] P.G.Fontolliet : Systèmes de télécommunications. Bases de transmission
Dunod 1984

[JAK] C.Jakes : Microwave Mobile Communications
John Wiley & Sons 1974

[KAM 1] Kamilo Feher : Digital Communications Microwave Applications
Prentice-Hall 1981

[KAM 2] Kamilo Feher : Advanced Digital Communications
Prentice-Hall 1987

[KEC] M.Keche : Application du traitement numérique du signal à la transmission des données
Thèse de l'Université de Rennes 1, décembre 1982

[KUN] M.Kunt : Traitement numérique des signaux
Dunod 1981

[LAU] S.Laufer and I.Katet : Optimization of Generalized Tamed Frequency Modulation Bit Error Rate Performance Subject to a Bandwidth Constraint
IEEE Trans. Commun., vol. COM.35, n° 5, pp 560-564, May 1987.

[NOG] T.Noguchi, Y.Daido, J.A.Nossek : Modulation Techniques for Microwave Digital Radio
IEEE Commun Magazine, Vol.24, n° 10, pp 21-29, october 1986

[OGA] Hachihei Kurematsu, Kazuo Ogawa, and Tadayoshi Katoh : The QAM2G-10R Digital Radio Equipment using Partial Response System
Fujitsu Scientific & Technical Journal, pp 27-48, June 1977

[PRO] J.Proakis : Digital Communication
Mc Graw-Hill second edition 1989

[RAB] Lawrence R. Rabiner- Bernard Gold : Theory and Application of Digital Signal Processing
Prentice-Hall 1975

[ROU 3] F.Roubaud : Rapport d'étude de simulation de performances du système RECEPTOR
Doc Tech TDF CERIM, (CER/61/305/FR/90/CG) novembre 1990

[SCO] P.Scomazzon : Etude comparative de modulations numériques sur sous porteuse FM
Revue de l'UER, n° 248, août 1991.

[SIM] Simon Haykin : Communication System
John Wilet & Sons 1978

[SOU] D.Souflet : Comportement d'un signal modulé en phase et en amplitude dans un canal de transmission numérique. Application aux faisceaux hertziens à haut débit.
Thèse de doctorat de l'Université de Rennes, 1978

[TAK] M.Takada, T.Kuroda, S.Moriyama and O.Yamada : Error-Correction Schemes of Multiplex Broadcasting and Its System Applications
International Symposium on Broadcasting Technologie, Aug 1991

[UER] European Broadcasting Union : Guidelines for the Implementation of the RDS System
Tech.3260.E, Geneva, January 1990