



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>

B130014
(volume 1)

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DE METZ

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE METZ
EN ELECTRONIQUE

par

Christophe SOBCZYK

**Modélisation des distorsions non-linéaires générées
par les amplificateurs de télédistribution par câble.
Etude de dispositifs de compensation.**

Soutenue le 10 janvier 1995 devant la commission d'examen :

Rapporteurs: MM. Y. CROSNIER Professeur à l'Université des Sciences et Techniques de Lille
A. VANOVERSCHELDE Professeur à l'Université des Sciences et Techniques de Lille

Examineurs: MM. J.P. CHARLES Professeur à l'Université de Metz
G. FIDERSPIL Ingénieur responsable du groupe de programmes à TDF-C2R
P.Y. JEZEQUEL Ingénieur au C.C.E.T.T. à Rennes
B. LEPLEY Professeur à l'Université de Metz
Directeur de thèse
C. de MAILLARD Ingénieur responsable du département Radiofréquence à TDF-C2R
S. MENDEZ Ingénieur responsable du laboratoire T.S.R. à TDF-C2R
Responsable industriel

Invité: M. D. FROSSARD Directeur délégué de TDF-C2R

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE -METZ	
N° inv.	19950905
Cote	S/M3 95/46
Loc	Magasin

Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire résultent d'une collaboration entre le Centre d'Etudes en Radiodiffusion et Radiocommunications de TéléDiffusion de France et le Centre Lorrain d'Optique et d'Electronique du Solide - Laboratoire Interfaces, Composants et Microélectronique de l'Université de Metz.

Que Messieurs B. LEPLEY, Professeur à l'Université de Metz et S. MENDEZ, Responsable du Laboratoire Transmission des Signaux Radiofréquences trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour la confiance qu'ils m'ont accordée, l'accueil qu'ils m'ont réservé dans leurs laboratoires respectifs ainsi que pour le soutien permanent qu'ils m'ont apporté aux cours de mes travaux.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur G. FIDERSPIL, Responsable du Groupe de Programmes à TDF-C2R, 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.

Toute ma gratitude va également à Messieurs Y. CROSNIER et A. VANOVERSCHELDE, Professeurs à l'Université des Sciences et Techniques de Lille, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Je tiens à remercier Messieurs J.P. CHARLES, Professeur à l'Université de Metz, P.Y. JEZEQUEL, Ingénieur au Centre Commun d'Etudes en Télédiffusion et Télécommunications de Rennes et C. de MAILLARD, Ingénieur Responsable du Département Radiofréquence à TDF-C2R, pour leur participation à ce jury de thèse.

Je remercie également Messieurs D. FLAENDER et D. FROSSARD, Directeurs successifs de TDF-CERLOR et TDF-C2R, d'avoir mis à ma disposition tous les moyens matériels qui ont permis la réalisation de mes travaux.

Enfin, je remercie l'ensemble du personnel de TDF-CERLOR et TDF-C2R qui par leurs conseils, leurs critiques et leur soutien ont contribué à la réalisation de ce travail.

Table des matières

Introduction	1
1 Introduction aux réseaux câblés	7
1.1 Les technologies des réseaux câblés coaxiaux	9
1.1.1 Le plan de fréquences	9
1.1.2 Le câble coaxial	13
1.1.3 Les amplificateurs	15
1.1.4 Les éléments passifs	31
1.2 Les technologies des réseaux câblés optiques	32
1.2.1 Les fibres optiques	33
1.2.2 Les composants actifs optiques	34
1.2.3 Les composants passifs optiques	35
1.3 Architecture des réseaux câblés	35
1.3.1 Les réseaux arborescents	35
1.3.2 Les réseaux étoilés	38
1.3.3 Avantages et inconvénients de ces architectures	40
1.3.4 La situation à TéléDiffusion de France	42
1.4 Conclusion	42
2 Le modèle de Volterra	43
2.1 Introduction	43
2.2 Séries de Volterra	45
2.3 Application du modèle de Volterra	48
2.3.1 Expression temporelle des noyaux de Volterra	50
2.3.2 Expression fréquentielle des noyaux de Volterra	52
2.3.3 Spectre du signal de sortie de l'amplificateur	53
2.3.4 Application au calcul de raies d'intermodulation	54

2.3.5	Détermination pratique des noyaux de Volterra	58
2.3.6	Noyaux de Volterra d'une cascade d'amplificateurs	59
2.4	Conclusion	63
3	Le modèle de Price	64
3.1	Introduction	64
3.2	Analyse statistique du signal d'entrée	65
3.3	Densité spectrale de puissance du signal de sortie d'un amplificateur	66
3.4	Théorème de Price	68
3.5	Application à un amplificateur de réseau	72
3.6	Application à une cascade d'amplificateurs	75
3.7	Conclusion	76
4	Les modèles de lissage	77
4.1	Introduction	77
4.2	Modèle des tubes à onde progressive	78
4.2.1	Généralités	78
4.2.2	Description du modèle	79
4.2.3	Application du modèle des T.O.P.	80
4.3	Le modèle de la fonction d'erreur	81
4.4	Le modèle de Rapp	85
4.4.1	Introduction	85
4.4.2	Description du modèle	85
4.4.3	Application à un amplificateur de réseau câblé	86
4.5	Les modèles de lissage - Application à une cascade d'amplificateurs identiques	87
4.5.1	Introduction	87
4.5.2	Spectre de sortie d'une cascade d'amplificateurs	88
4.6	Conclusion	90
5	Mesures, Simulations et Comparaison des résultats	91
5.1	Introduction	91
5.2	Mesures non-linéaires d'un amplificateur	92
5.2.1	Généralités	92
5.2.2	Mesure de la caractéristique de transfert	92
5.2.3	Mesures des rapports d'intermodulation	94

5.2.4	Mesure de battements composites	95
5.2.5	Conclusion	97
5.3	Mesures de non-linéarités de l'amplificateur Portenseigne de type PM5545331	97
5.3.1	Caractéristique de transfert	97
5.3.2	Rapports d'intermodulation	98
5.3.3	Battements composites	101
5.4	Mesures de non-linéarités de l'amplificateur Portenseigne du type PM5545341	101
5.4.1	Caractéristique de transfert	102
5.4.2	Rapports d'intermodulation	103
5.4.3	Battements composites	105
5.5	Mesures de non-linéarités de l'amplificateur hybride <i>Push-Pull</i> PHI- LIPS BGX 885	105
5.5.1	Caractéristique de transfert	106
5.5.2	Rapports d'intermodulation	107
5.5.3	Battements composites	112
5.6	Mesures non-linéaires d'une cascade de trois amplificateurs <i>Push- Pull</i> PHILIPS BGX 885	113
5.7	Simulations non-linéaires de l'amplificateur Portenseigne du type PM5545331	114
5.7.1	Le modèle de Volterra	114
5.7.2	Le modèle de Price	115
5.7.3	Le modèle des T.O.P.	116
5.7.4	Le modèle de la fonction d'erreur	116
5.7.5	Le modèle de Rapp	117
5.7.6	Commentaires des spectres obtenus par simulation	118
5.8	Simulations non-linéaires de l'amplificateur Portenseigne du type PM5545341	126
5.8.1	Le modèle de Volterra	126
5.8.2	Le modèle de Price	126
5.8.3	Le modèle des T.O.P.	126
5.8.4	Le modèle de la fonction d'erreur	127
5.8.5	Le modèle de Rapp	127
5.9	Simulations non-linéaires de l'amplificateur hybride Philips de type BGX885	136

5.9.1	Le modèle de Volterra	136
5.9.2	Le modèle de Price	136
5.9.3	Le modèle des T.O.P.	136
5.9.4	Le modèle de la fonction d'erreur	137
5.9.5	Le modèle de Rapp	137
5.10	Simulations non-linéaires d'une cascade de trois l'amplificateurs PHILIPS BGX885	146
5.10.1	Le modèle de Volterra	146
5.10.2	Le modèle de Price	146
5.10.3	Le modèle des T.O.P.	146
5.10.4	Le modèle de la fonction d'erreur	147
5.10.5	Le modèle de Rapp	147
5.11	Comparaison des résultats	156
5.11.1	Validité du modèle de Volterra	156
5.11.2	Validité du modèle de Price	156
5.11.3	Validité des modèles de lissage	157
5.11.4	Conclusion	158
	Conclusion générale	159
	Annexe 1	162
	Annexe 2	179
	Annexe 3	189
	Annexe 4	192
	Annexe 5	194
	Annexe 6	196
	Bibliographie	200

Table des figures

1	Evolution du nombre de prises raccordables en France entre 1981 et 1993	3
1-1	Schéma synoptique général de la structure d'un réseau câblé . . .	8
1-2	Multiplexage en fréquence des signaux transmis sur un réseau . .	9
1-3	Attribution des bandes de fréquences en fonction des services diffusés sur un réseau câblé	13
1-4	Atténuation d'un câble en fonction de la fréquence: pour des câbles utilisés sur les réseaux de transfert, de distribution et de raccordement	14
1-5	Courbe de la fonction de transfert en puissance d'un amplificateur	16
1-6	Exemple d'un spectre de raies d'intermodulation d'ordre 3 obtenu à partir de trois porteuses pures	19
1-7	Schéma synoptique de l'amplificateur hybride <i>Push-Pull</i>	25
1-8	Schéma synoptique de l'amplificateur hybride <i>Power-Doubling</i> . .	26
1-9	Schéma synoptique de l'amplificateur hybride <i>Feed-Forward</i>	28
1-10	Schéma synoptique de l'amplificateur de transfert C-COR FT-517	31
1-11	Schéma synoptique de l'amplificateur de distribution PORTEN-SEIGNE PM5545331	32
1-12	Schémas synoptiques d'un répartiteur et d'un dérivateur	33
1-13	Schéma synoptique d'un réseau câblé arborescent	36
1-14	Schéma synoptique d'un réseau câblé en étoile	39
2-1	Représentation schématique d'un amplificateur non-linéaire	48
2-2	Schéma synoptique d'une cascade d'amplificateurs non-linéaires de réseau câblé	61
3-1	Schéma synoptique de la mesure de l'ordre non-linéaire maximum d'un dispositif actif	69

4-1	Courbe de transfert en amplitude (*) et en phase (+) d'un tube à onde progressive utilisé dans les répéteurs des satellites INTELSAT III et IV	79
4-2	Courbe de transfert en amplitude de l'amplificateur de réseau câblé PORTENSEIGNE PM5545331	82
4-3	Courbe représentative de la fonction d'erreur erf(x)	83
4-4	Modèle de Rapp: Influence du facteur de lissage p sur la courbure de la caractéristique de transfert en amplitude	87
4-5	Modèles de lissage: Cascade de deux amplificateurs identiques reliés par des éléments passifs	89
5-1	Banc de mesure de la caractéristique de transfert en amplitude.	92
5-2	Caractéristique de transfert de l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341 pour plusieurs fréquences: (+) 120 MHz, (o) 400 MHz, (*) 600 MHz, (x) 800MHz.	93
5-3	Schéma synoptique du banc de mesure des rapports d'intermodulation.	94
5-4	Schéma synoptique du banc de mesure de battements composites.	96
5-5	Caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur de réseau PORTENSEIGNE PM5545331.	98
5-6	Caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur de réseau PORTENSEIGNE PM5545341.	102
5-7	Caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur hybride <i>Push-Pull</i> PHILIPS BGX 885.	106
5-8	Réseau de courbes représentatives de l'écart Δ entre les produits d'intermodulation $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$ en fonction des dispersions $\delta\phi$ du déphasage du coupleur d'entrée et pour plusieurs valeurs de dispersion du déphasage du coupleur de sortie: ($\cdot \cdot$) $\delta\phi' = 1$ degré, ($\cdot \cdot \cdot$) $\delta\phi' = 2$ degrés, ($-\cdot -$) $\delta\phi' = 3$ degrés, ($- -$) $\delta\phi' = 4$ degrés, ($---$) $\delta\phi' = 5$ degrés.	110
5-9	Réseau de courbes représentatives de l'écart Δ entre les produits d'intermodulation $f_1 + f_2 - f_3$ et $f_1 - f_2 + f_3$ en fonction des dispersions $\delta\phi$ du déphasage du coupleur d'entrée et pour plusieurs valeurs de dispersion du déphasage du coupleur de sortie: ($\cdot \cdot$) $\delta\phi' = 1$ degré, ($\cdot \cdot \cdot$) $\delta\phi' = 2$ degrés, ($-\cdot -$) $\delta\phi' = 3$ degrés, ($- -$) $\delta\phi' = 4$ degrés, ($---$) $\delta\phi' = 5$ degrés.	112

5-10	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	120
5-11	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	120
5-12	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	121
5-13	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	121
5-14	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	122
5-15	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	122
5-16	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	123
5-17	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	123
5-18	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	124
5-19	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	124
5-20	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	125
5-21	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.	125

5-22	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	130
5-23	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	130
5-24	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	131
5-25	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	131
5-26	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	132
5-27	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	132
5-28	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	133
5-29	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	133
5-30	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	134
5-31	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	134
5-32	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	135
5-33	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.	135

5-33	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	140
5-34	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	140
5-35	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	141
5-36	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	141
5-37	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	142
5-38	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	142
5-39	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	143
5-40	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	143
5-41	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	144
5-42	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	144
5-43	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	145
5-44	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (—) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.	145

5-45	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	150
5-46	Modèle de Price.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour une cascade de trois amplificateur PHILIPS BGX 885.	150
5-47	Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	151
5-48	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	151
5-49	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour une cascade de trois amplificateur PHILIPS BGX 885.	152
5-50	Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	152
5-51	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	153
5-52	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	153
5-53	Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	154
5-54	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	154
5-55	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	155
5-56	Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.	155

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques des principaux systèmes de télévision utilisés dans le monde	11
1.2	Canaux exclus pour cause de brouillage d'O.L. infradyne	12
1.3	Canaux exclus pour cause de brouillage d'O.L. supradyne	12
1.4	Niveaux minimum et maximum des signaux reçus à la prise d'abonné en fonction de la bande de fréquences	14
2.1	Coefficients multiplicateurs Q_i en fonction du type de produit d'intermodulation	62
3.1	Tableau récapitulatif des fonctions d'autocorrélation du signal de sortie d'un dispositif non-linéaire approximé par un développement de Taylor d'ordre n et pour un signal d'entrée de type gaussien et de moyenne nulle	67
5.1	Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 4 dBm.	99
5.2	Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 2 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 4 dBm.	100
5.3	Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331: Mesures de battements composites pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	101
5.4	Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 4 dBm.	103

5.5	Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 2 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 4 dBm.	104
5.6	Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341: Mesures de battements composites d'un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	105
5.7	Amplificateur hybride PHILIPS BGX 885: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 5 dBm.	107
5.8	Amplificateur hybride PHILIPS BGX 885: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 2 en fonction de la fréquence, pour un niveau de sortie de 5 dBm et pour des produits de types $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$	111
5.9	Amplificateur hybride PHILIPS BGX 885: Mesures de battements composites avec un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	113
5.10	Amplificateur hybride PHILIPS BGX 885: Mesures de battements composites avec un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	113
5.11	Modèle de Volterra: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	118
5.12	Modèle de Price: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	118
5.13	Modèle des T.O.P.: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	119
5.14	Modèle de la fonction d'erreur: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	119

5.15	Modèle de Rapp: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	119
5.16	Modèle de Volterra: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	128
5.17	Modèle de Price: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	128
5.18	Modèle des T.O.P.: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	128
5.19	Modèle de la fonction d'erreur: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	129
5.20	Modèle de Rapp: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	129
5.21	Modèle de Volterra: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur hybride PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	138
5.22	Modèle de Price: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	138
5.23	Modèle des T.O.P.: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	138

5.24	Modèle de la fonction d'erreur: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	139
5.25	Modèle de Rapp: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	139
5.26	Modèle de Volterra: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateurs hybrides PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	148
5.27	Modèle de Price: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	148
5.28	Modèle des T.O.P.: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	148
5.29	Modèle de la fonction d'erreur: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	149
5.30	Modèle de Rapp: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.	149
5.31	Ecarts maximum (dB) constatés entre les résultats de simulation de battements composites et les mesures en fonction du modèle et du type de dispositif actif.	158

Introduction

L'historique de la télévision par câble est lié à celui de la télévision hertzienne. Ainsi, c'est à la fin des années 1930 qu'avait lieu au Royaume-Uni, la première expérimentation de télédistribution par câble sur paire symétrique. L'utilisation du câble coaxial pour transmettre des signaux de télévision voyait ses premiers jours aux Etats-Unis dès 1948 [DUP91]. Les premiers réseaux câblés nord-américains permettaient essentiellement de recevoir des programmes de télévision dans des zones où la diffusion hertzienne s'avèrait inefficace.

En Europe, les réseaux câblés connaissent un développement important à partir de la fin des années 1960 . Le nombre de programmes transmis ainsi que la qualité de service faisaient que des pays tels que les Pays-Bas, la Suisse, la Belgique et le Luxembourg présentaient des taux nationaux d'abonnement très supérieurs à ceux de deux des grands pays européens, la France et l'Allemagne [PAC87].

En France, c'est au milieu des années 1970 que les développements des premiers grands réseaux de vidéocommunication étaient entrepris [GAY76]. A Cergy-Pontoise et à Créteil, ces réseaux étaient conçus pour distribuer les trois programmes nationaux. A Nice, deux petits réseaux de 1000 prises chacun permettaient de couvrir les zones d'ombre de la ville. Les réseaux câblés remplissaient alors deux missions principales: la couverture des zones d'ombre en milieu d'habitats peu denses et la couverture des zones de mauvaise réception en milieu urbain, particulièrement dans des bâtiments à structure métallique. De plus, la réception de programmes provenant de pays limitrophes transmis dans un autre système (PAL B,G) étant possible, la fonctionnalité de transcodage offerte par un réseau câblé était financièrement plus avantageuse que l'achat d'une télévision

multistandard. Cet autre argument en faveur du développement de réseaux câblés était important pour les habitants des régions frontalières telles que la Lorraine et l'Alsace. D'autres développements étaient réalisés en intégrant des fonctionnalités supplémentaires. C'était le cas notamment à Rennes, où le C.C.E.T.T.¹ (Centre Commun d'Etudes en Télédiffusion et Télécommunications) avait entrepris la construction d'un réseau expérimental très évolué pour l'époque. Selon ses concepteurs, ce réseau offrait la possibilité de transmettre en plus des programmes de télévision, des informations permettant d'effectuer des télé-relevés de compteurs d'eau. La conception d'une liaison bidirectionnelle ou « voie de retour » était alors nécessaire pour que le gérant et l'abonné puissent dialoguer. Cette application spécifique d'un réseau câblé devait représenter le premier service d'interactivité disponible sur une telle infrastructure. Malheureusement, la construction de ce réseau ne s'achèvera jamais.

Cependant et face à une telle abondance d'arguments en faveur du développement des réseaux de vidéocommunications, la France était au début de la décennie 1980, l'un des pays industrialisés possédant le moins de prises raccordables (150000 prises raccordables au début de l'année 1981). Des pays tels que l'Allemagne, la Belgique, le Canada, la Suisse et les Etats-Unis connaissaient des taux d'abonnement très supérieurs à celui de la France. Ce n'est qu'en 1982 et sous l'impulsion du gouvernement, qu'un programme de déploiement des réseaux câblés était décidé en France: c'était l'ère du Plan Câble. Cette mesure gouvernementale ne rencontrait malheureusement pas les résultats escomptés puisqu'en 1985 le nombre des prises raccordables en France ne s'élevait qu'à 157000. Pour constater une évolution sensible de ce nombre, il fallait attendre la loi de déréglementation votée en septembre 1986 qui supprimait le monopole de la D.G.T.² en matière d'attribution d'autorisations de transport de signaux audiovisuels. La figure 1 présente l'évolution du nombre de prises raccordables construites en France depuis 1981. A l'examen de cette figure, nous constatons que les réseaux câblés sont devenus une réalité commerciale seulement à partir de l'année 1988. Aujourd'hui, nous constatons que près de 5 millions de prises ont été construites dans notre pays. Cependant, le taux de raccordement ou taux de pénétration reste toujours inférieur à celui de nos voisins européens puisqu'il n'est que de 24

¹Groupement d'Intérêts Economiques France Télécom - TDF

²Direction Générale des Télécommunications

pourcent ³. Ce manque d'attrait pour le câble se manifeste aussi par les difficultés rencontrées par les principaux câblo-opérateurs français que sont la Compagnie Générale des Eaux, le Lyonnaise des Eaux-Dumez, la Caisse de Dépôts et Consignations et France Télécom. Actuellement, afin de rendre le câble plus attractif, ces mêmes câblo-opérateurs tentent d'apporter des services supplémentaires à la télédistribution comme le prévoyait le réseau expérimental du C.C.E.T.T. en 1976. Bon nombre de services à valeur ajoutée connaissent un développement important: le contrôle d'accès, la domotique et l'immotique, l'interactivité (téléachat, télé-jeux, télé-mesure d'audience, télé-alarme, vidéo à la demande ...).

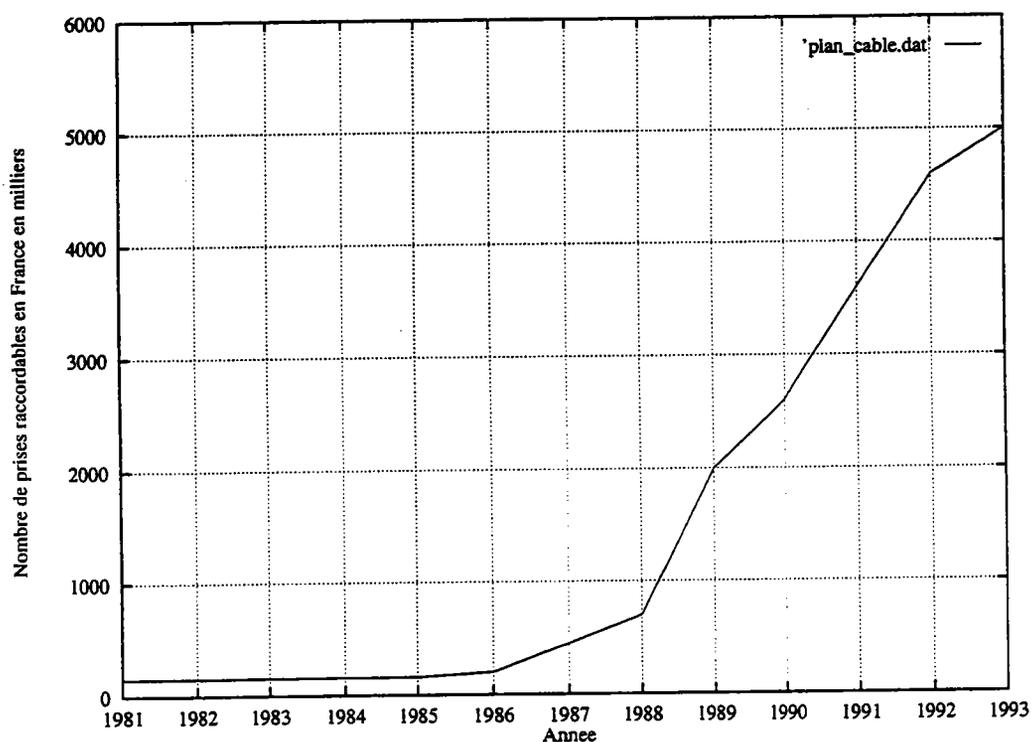


FIG. 1 - Evolution du nombre de prises raccordables en France entre 1981 et 1993

Dans ce contexte très difficile, une des activités de diversification choisit par TéléDiffusion de France est l'ingénierie, la commercialisation et la maintenance de réseaux câblés. Les investissements réalisés par TDF ne concernent cepen-

³Sources: Agence Câble et Conseil Supérieur de l'Audiovisuel

dant que les constructions de réseaux câblés de petite et moyenne importance ⁴ pour lesquels le coût de revient à la prise reste raisonnable. Aussi, une telle décision de diversification s'accompagne d'une politique de maîtrise des coûts et des performances. Cette volonté se concrétise par des choix d'architecture de réseaux câblés, de matériels utilisés, mais aussi par le choix de conditions d'emploi de ces mêmes matériels. Les travaux présentés dans ce mémoire s'intègrent entièrement à cette démarche. En effet, nous décrivons dans ce document des techniques mathématiques de modélisation de l'une des principales sources de dégradations apparaissant dans un réseau câblé et limitant nettement ses performances, les distorsions non-linéaires ou distorsions d'intermodulation introduites par les amplificateurs. Trois modèles sont présentés et leurs performances sont évaluées comparativement à des mesures effectuées en laboratoire sur quelques amplificateurs. Ainsi, à l'aide de ces modèles et des outils logiciels qui sont développés conjointement, il est possible de déterminer rapidement les performances de linéarité d'un amplificateur ou d'une ligne de distribution. D'autre part, les travaux effectués pour modéliser les amplificateurs nous ont mené à étudier des dispositifs de correction ou de pré-correction des distorsions non-linéaires. Cette dernière partie du mémoire a été réalisée dans le cadre d'un contrat signé entre le Service des Etudes et Développements Externes de France Telecom et TDF. Présentée dans une annexe non publique, elle propose des solutions de compensation des distorsions non-linéaires créées par une cascade d'amplificateurs.

Le premier chapitre rappelle quelques notions importantes sur l'architecture des réseaux câblés, les sources de dégradations, les conditions de bon fonctionnement d'un réseau. Nous y introduisons les phénomènes de bruit et de distorsions non-linéaires générées soit par un amplificateur, soit par une cascade d'amplificateurs telle que l'on peut la rencontrer sur un réseau. Nous rappelons aussi la notion de rapport de protection d'un signal brouilleur vis à vis d'un signal de télévision. Cette notion est prépondérante lorsqu'on souhaite déterminer le seuil minimal de bon fonctionnement d'un réseau câblé en tenant compte des différentes sources de dégradations.

Dans le second chapitre, nous abordons l'étude théorique du premier type de modèle non-linéaire. Ce modèle utilise une décomposition du système non-

⁴500 à 10000 prises raccordables

linéaire en deux sous-systèmes; l'un est linéaire et est représenté par la fonction de transfert en amplitude de l'élément considéré, l'autre est non-linéaire et est représenté par une fonctionnelle⁵ destinée à symboliser le caractère non-linéaire de ce même élément. La résolution mathématique des équations issues de cette décomposition s'effectue à l'aide d'une décomposition en séries de Volterra. Les résultats de cette décomposition nous permettent ainsi de quantifier la distorsion générée par un amplificateur ou une cascade. Dans la suite de ce mémoire, nous appelons ce modèle *Modèle de Volterra*.

Le second modèle étudié, le *Modèle de Price*, est décrit dans le troisième chapitre. Ce modèle est fondé sur un développement polynomial de la caractéristique de transfert en tension d'un amplificateur ou d'une cascade d'amplificateurs. Cette caractéristique, constante en fonction de la fréquence, nous permet d'établir une relation entre l'expression de la densité spectrale de puissance du signal de sortie et la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée de l'amplificateur ou de la cascade considérée. Nous pouvons ainsi comparer les spectres linéaires et non-linéaires issus de ce calcul.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons un ensemble de modèles dont la particularité est qu'ils utilisent une fonction mathématique dont l'allure est proche de celle de la caractéristique de transfert en amplitude du système actif. Le premier de ces modèles est dérivé du modèle non-linéaire utilisé lorsque le dispositif actif est un Tube à Onde Progressive. Le second modèle de lissage utilise la fonction d'erreur $erf(x)$ pour approximer la caractéristique de transfert. Le dernier modèle, le modèle de Rapp, est employé pour approximer les amplificateurs de puissance à état solide. Nous en présentons ici une application aux amplificateurs de réseau câblé.

Le cinquième chapitre présente une comparaison des différents modèles étudiés. Cette comparaison s'appuie sur des mesures des distorsions non-linéaires effectuées sur plusieurs amplificateurs. Une attention particulière est portée sur l'amplificateur hybride de type *Push-Pull*. En effet, ce composant est commun à une grande majorité des amplificateurs de réseau disponibles sur le marché. Par ailleurs, son étude permet d'expliquer le comportement non-linéaire, parfois

⁵fonction de fonction

inattendu, des amplificateurs dotés de ce composant. Aussi, une partie de ce chapitre est consacrée à la validation de l'ensemble des modèles pour une cascade d'amplificateurs identiques telle que l'on peut la retrouver sur un réseau.

Chapitre 1

Introduction aux réseaux câblés

Dans ce chapitre, nous rappelons quelques notions importantes de la technologie des réseaux câblés. Nous abordons les deux technologies les plus employées: le câble coaxial et la fibre optique. Auparavant, nous proposons une définition générale de ce qu'est un réseau câblé: un réseau câblé est un dispositif de communication par câble permettant de distribuer vers ses abonnés des services de communications audiovisuelles. Il est principalement constitué:

- d'une tête de réseau,
- d'un réseau de transfert,
- d'un réseau de distribution.

La tête de réseau: c'est l'endroit où tous les signaux audiovisuels sont reçus, traités, multiplexés puis transmis par câble ou fibre optique vers les abonnés. Ces signaux peuvent être de plusieurs natures: hertziens (radio ou télévision), satellites ou encore locaux (canaux d'information propres à une ville). Le traitement en tête de réseau (ou station de tête) se compose assez fréquemment d'une démodulation, d'un transcodage et d'une modulation sur une fréquence différente de la fréquence de réception.

Le réseau de transfert: cette partie du réseau est destinée à acheminer les signaux issus de la tête de réseau vers les centres de distribution ou stations intermédiaires. Elle est souvent constituée d'éléments très performants (amplificateurs à faible facteur de bruit et à grande linéarité, câbles à faible atténuation linéique ou fibres optiques). Nous pouvons faire l'analogie avec le réseau de

transport d'EDF où à partir d'un transformateur de forte puissance desservant un ensemble d'agglomérations, un réseau secondaire est nécessaire pour alimenter des transformateurs de moindre puissance.

Le réseau de distribution: le réseau de distribution est constitué de plusieurs branches issues des différentes stations intermédiaires. Il est destiné à distribuer les signaux audiovisuels vers les positions ou prises d'abonnés. Les signaux transmis sur cette partie du réseau sont compatibles avec tous les types de récepteur. Dans le cas contraire, l'utilisation d'une interface spécifique est indispensable.

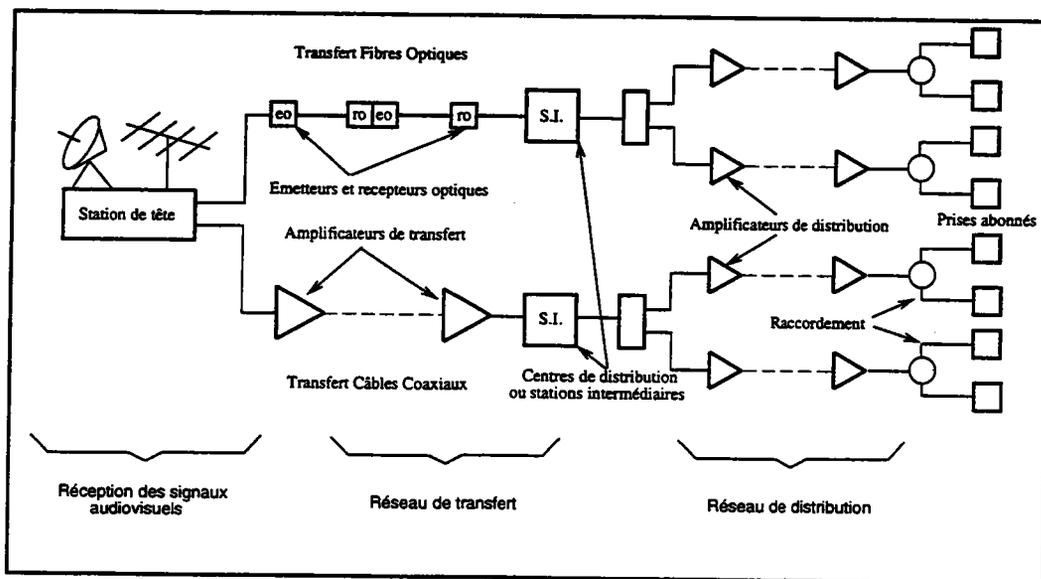


FIG. 1-1 - Schéma synoptique général de la structure d'un réseau câblé

Les lieux de captation des signaux (station de tête, stations intermédiaires et prises d'abonnés) sont reliés par des lignes composées essentiellement de deux types de dispositifs: des dispositifs passifs (câbles, fibres optiques, répartiteurs et dérivateurs) et des dispositifs actifs (amplificateurs, émetteurs et récepteurs optiques). La figure 1-1 présente le schéma synoptique d'un réseau câblé. Nous décrivons dans le paragraphe suivant la technologie des dispositifs actifs et passifs utilisés dans un réseau câblé coaxial.

1.1 Les technologies des réseaux câblés coaxiaux

C'est en 1948 et aux Etats-Unis que le câble coaxial était utilisé pour la première fois. La transmission des signaux audiovisuels s'effectuait selon le principe de multiplexage en fréquence (voir figure 1-2). Ce principe est toujours utilisé de nos jours. Tous les signaux correspondant aux différents canaux sont juxtaposés selon un plan de fréquences. Dans le paragraphe suivant, nous rappelons ce qu'est un plan de fréquences et quelles sont les recommandations françaises dans ce domaine.

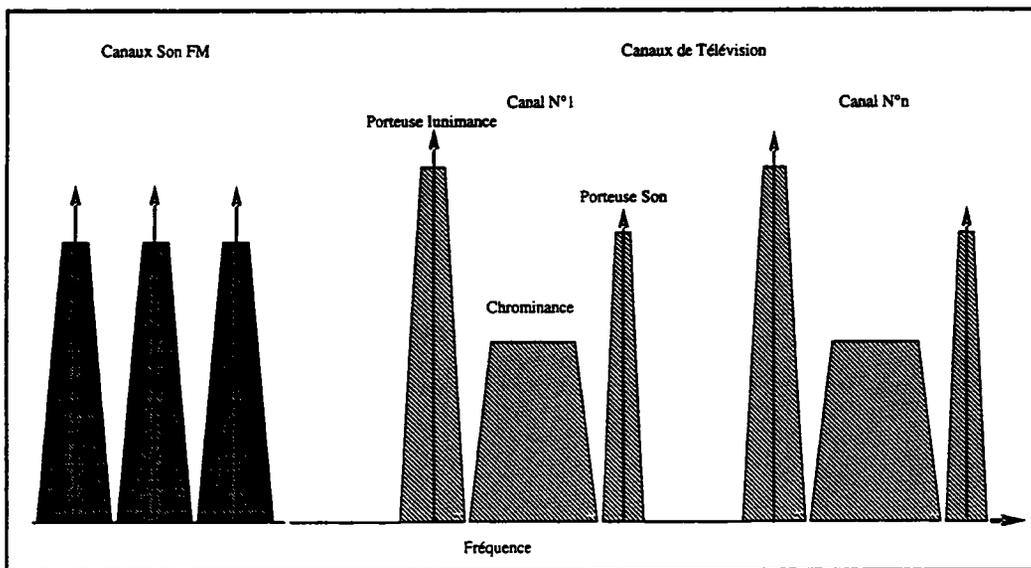


FIG. 1-2 - Multiplexage en fréquence des signaux transmis sur un réseau

1.1.1 Le plan de fréquences

Un plan de fréquences est représentatif de la manière dont on dispose des canaux dans une bande de fréquences. Il doit tenir compte de:

- la nature des signaux transmis (radio, télévision analogique ou numérique, etc.),
- la bande de fréquences transmise,
- la largeur de la bande propre à chaque signal,

- l'écart de fréquence entre deux signaux,
- la position de chaque fréquence porteuse,
- la possibilité de brouillage entre deux signaux.

En général, les signaux transmis sur le câble sont analogiques. La télévision est diffusée en M.A.B.L.R.¹ et la radio en modulation de fréquence. Cependant, les services d'interactivité (domotique, télé-achat, vidéo, à la demande, etc.) utilisent principalement des signaux numériques.

En France, la bande de fréquences allouée à la distribution de signaux audiovisuels sur un réseau câblé est comprise entre 87,5 MHz et 1750 MHz. Cette bande se subdivise en trois sous-bandes: de 87,5 à 108 MHz pour la diffusion sonore en modulation de fréquence, de 120 à 860 MHz pour la diffusion de signaux de télévision en M.A.B.L.R. et la B.I.S.² de 950 à 1750 MHz pour la diffusion de signaux de télévision en modulation de fréquence. Cette répartition a été décidée de manière à obtenir une compatibilité parfaite entre les signaux transmis sur le câble et les caractéristiques des récepteurs existant (blindage électromagnétique et sélectivité). Par ailleurs, nous devons ajouter à qu'il existe sur un réseau câblé une bande de fréquences dédiée aux services interactifs. Cette bande de fréquences s'étend de 5 à 70 MHz (voir la figure 1-3).

L'espacement entre canaux³ est une fonction du système utilisé. Dans le cas du système L, le pas minimum à respecter est de 8 MHz (le tableau 1.1 rappelle les informations principales sur les systèmes de télévision les plus répandus à ce jour). La bande intermédiaire satellite étant peu employée, 93 canaux de télévision espacés de 8 MHz peuvent être transmis sur un réseau câblé entre 120 et 860 MHz. Ce nombre important ne tient pas compte des règles d'exclusion de canaux liés aux brouillages introduits par les oscillateurs locaux (O.L.) des récepteurs (voir les tableaux 1.2 et 1.3). Aussi, il ne prend pas en compte les brouillages créés par les émetteurs hertziens voisins. Nous noterons que ce brouillage apparaît uniquement lorsque le blindage électromagnétique du récepteur est insuffisant. Ainsi, lorsque

¹M.A.B.L.R.: Modulation d'Amplitude à Bande Latérale Résiduelle

²B.I.S.: Bande Intermédiaire Satellite.

³Espacement entre canaux = pas

nous tenons compte de toutes ces contraintes, le nombre de canaux utilisables pour transmettre des signaux de télévision entre 120 et 860 MHz n'est plus que de 60. Enfin, il convient de signaler que les brouilleurs générés par la non-linéarité des amplificateurs réduisent sensiblement le nombre de canaux utilisables. Nous développerons cette remarque dans le paragraphe consacré aux amplificateurs de réseau câblé.

<i>Systèmes de télévision</i>						
B	G	H	I	K1	L	M
<i>Nombre de lignes par image</i>						
625	625	625	625	625	625	525
<i>Fréquence ligne (kHz)</i>						
15,625	15,625	15,625	15,625	15,625	15,625	15,750
<i>Largeur de la bande vidéo nominale (MHz)</i>						
5	5	5	5,5	6	6	4,2
<i>Largeur nominale du canal (MHz)</i>						
7	8	8	8	8	8	6
<i>Ecart entre la porteuse vision et la porteuse son (MHz)</i>						
5,5	5,5	5,5	6	6,5	6,5	4,5
<i>Largeur de la bande latérale supprimée (MHz)</i>						
0,75	0,75	1,25	1,25	1,25	1,25	0,75
<i>Polarité pour la modulation de l'image</i>						
nég.	nég.	nég.	nég.	nég.	pos.	nég.
<i>Type de modulation pour le son</i>						
MF	MF	MF	MF	MF	MA	MF
<i>Pays utilisant ce système</i>						
R.F.A.	Italie	Belgique	Irlande	Afrique	France	Etats-Unis et Japon

TAB. 1.1 - Caractéristiques des principaux systèmes de télévision utilisés dans le monde

En conclusion, si nous considérons l'ensemble des contraintes évoquées ci-dessus, nous nous apercevons qu'il est très difficile d'organiser le plan de fréquences d'un réseau câblé coaxial. Cela est d'autant plus difficile que la capacité

<i>Distribution du canal N avec F.I. = 32,7 MHz et O.L. infradyne</i>	
Canal exclu	Motif
N-9	brouille N par conjugaison
N-4	est brouillé par l'O.L. de N
N-1	est brouillé par N
N+1	brouille N
N+4	son O.L. brouille N
N+9	est brouillé par son conjugué N

TAB. 1.2 - Canaux exclus pour cause de brouillage d'O.L. infradyne

<i>Distribution du canal N avec F.I. = 38,9 MHz et O.L. supradyne</i>	
Canal exclu	Motif
N-9	est brouillé par son conjugué
N-5	son O.L. brouille N
N-1	est brouillé par N en norme L
N+1	brouille N en système L
N+5	est brouillé par l'O.L. de N
N+9	N brouille N par conjugaison

TAB. 1.3 - Canaux exclus pour cause de brouillage d'O.L. supradyne

du réseau est importante. Un nombre maximum de 60 canaux de télévision est envisageable seulement si les amplificateurs de transfert et de distribution ne génèrent pas trop de distorsions non-linéaires. Dans le cas contraire, il est indispensable d'observer des stratégies d'attribution des canaux permettant de limiter l'effet de ces distorsions. La rupture de régularité du pas entre 296 et 303.25 MHz (voir la figure 1.3) constitue une des stratégies applicables. La position précise de la porteuse vision des canaux de télévision en est une autre. Nous expliciterons ces stratégies dans la paragraphe 1.1.3. Dans le paragraphe suivant, nous rappelons les caractéristiques principales des câbles coaxiaux.

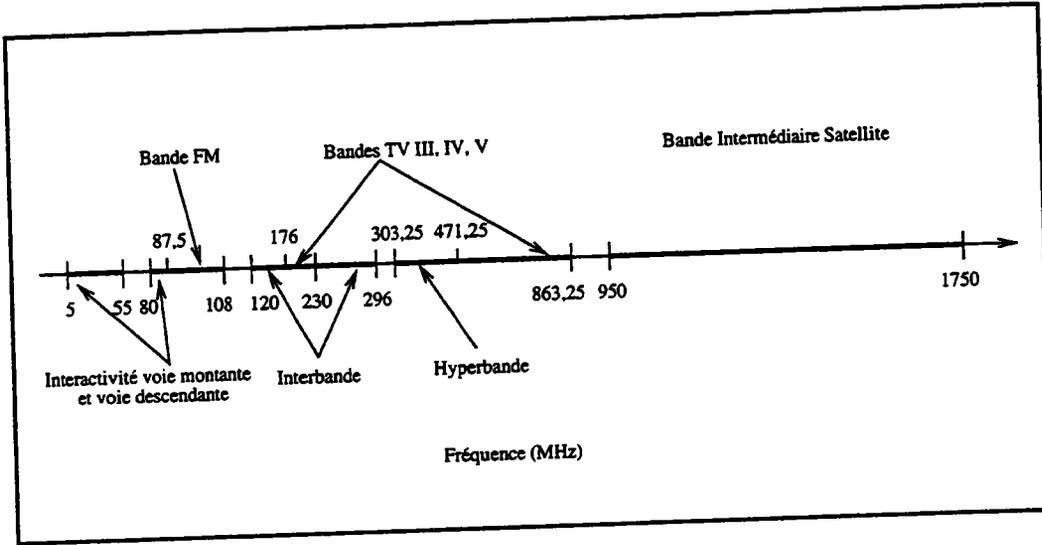


FIG. 1-3 - Attribution des bandes de fréquences en fonction des services diffusés sur un réseau câblé

1.1.2 Le câble coaxial

Le câble coaxial se comporte comme un atténuateur. Son atténuation est une fonction de sa longueur et de la fréquence des signaux qu'il transmet. Il est donc nécessaire de régénérer les signaux lorsqu'ils parcourent des longueurs de câble assez importantes. Cela est le rôle des amplificateurs de transfert ou de distribution (voir la figure 1.1). Après quelques centaines de mètres, l'atténuation produite par le câble est compensée par le gain d'un amplificateur. Le processus se répète alors jusqu'à couvrir la distance nécessaire pour les signaux arrivent à la prise abonné avec une amplitude suffisante. La norme UTE-90125 [UTE92] impose un niveau de signal à la prise compris entre 50 et 74 dB μ V (voir le tableau 1.4 pour plus d'informations). La figure 1-4 présente les courbes d'atténuation de trois types de câble généralement utilisés sur un réseau câblé. Sur la section de transfert, le câble présente une faible atténuation linéique (environ 6 dB/100m à 860 MHz). Cette caractéristique permet de parcourir environ 600 mètres avant insertion d'un premier amplificateur. Pour le réseau de distribution, le câble choisi possède une atténuation supérieure à celle du câble utilisé en transfert (environ 12 dB/100m à 860 MHz⁴). La distance parcourue avant insertion d'un amplificateur est donc plus courte (200 à 300 mètres). Enfin, le câble utilisé en raccordement présente

⁴Sources AEG KABEL.

une atténuation d'environ 30 dB/100m à 860 MHz. De ce fait, ce type de câble n'est utilisé que lorsque les distances à couvrir sont courtes (environ 20 mètres) par exemple pour raccorder une prise d'abonné.

<i>Bande de fréquences</i>	<i>Niveau minimum</i>	<i>Niveau maximum</i>
de 47 à 68 MHz	57,5 dB μ V	74 dB μ V
de 87,5 à 108 MHz	50 dB μ V	66 dB μ V
de 120 à 300 MHz	60 dB μ V	74 dB μ V
de 300 à 860 MHz	60 dB μ V	74 dB μ V
de 950 à 1750 MHz	47 dB μ V	74 dB μ V

TAB. 1.4 - Niveaux minimum et maximum des signaux reçus à la prise d'abonné en fonction de la bande de fréquences

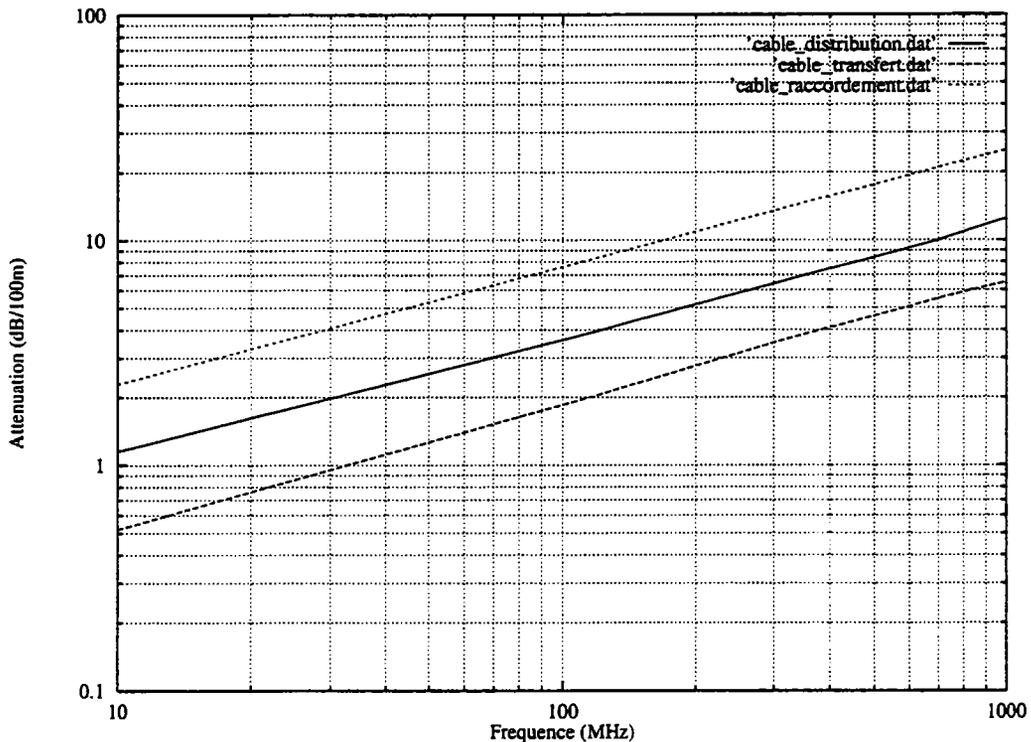


FIG. 1-4 - Atténuation d'un câble en fonction de la fréquence : pour des câbles utilisés sur les réseaux de transfert, de distribution et de raccordement

Les distances maximales entre amplificateurs citées précédemment sont liées aux caractéristiques intrinsèques des amplificateurs, le gain et le facteur de bruit. Aussi, il est techniquement impossible de cascader indéfiniment des tronçons⁵ sans que la qualité du signal se dégrade. Dans le paragraphe suivant, nous décrivons la technologie et les caractéristiques des amplificateurs utilisés sur un réseau câblé coaxial. Nous y rappelons aussi les règles de cascabilité à respecter en ingénierie de réseau câblé .

1.1.3 Les amplificateurs

Sur un réseau câblé , nous distinguons deux types d'amplificateurs: les amplificateurs de transfert et les amplificateurs de distribution. Ils sont essentiellement caractérisés par :

- leur gain,
- leur facteur de bruit,
- leur linéarité,
- leur structure.

Pour ces deux types d'amplificateurs, nous développons chacune des ces caractéristiques .

Le gain

Un amplificateur de transfert possède un gain compris entre 20 et 25 dB. Cette valeur de gain est inférieure à celle des amplificateurs de distribution. Ces derniers présentent un gain compris entre 28 et 33 dB. Cette différence s'explique en considérant le caractère non-linéaire des amplificateurs. En effet, à puissance d'entrée égale et du fait des valeurs respectives des gains, les distorsions non-linéaires générées par un amplificateur de transfert sont inférieures à celles de l'amplificateur de distribution. Un compromis est ainsi réalisé entre le gain et les distorsions non-linéaires. Ce compromis explique aussi la différence entre les valeurs des atténuations linéiques des câbles coaxiaux utilisés en transfert et en distribution.

⁵Un tronçon représente une longueur de câble suivie d'un amplificateur.

Le facteur de bruit d'un amplificateur

Les facteurs de bruit des amplificateurs de transfert et de distribution sont voisins. Ils se situent généralement entre 6 et 9 dB.

La linéarité

Dans ce paragraphe, nous proposons de rappeler ce qu'est la linéarité ou la non-linéarité d'un amplificateur. Aussi, nous observons de quelle manière la non-linéarité d'un amplificateur peut engendrer une dégradation du multiplex de signaux de télévision transmis sur un réseau câblé .

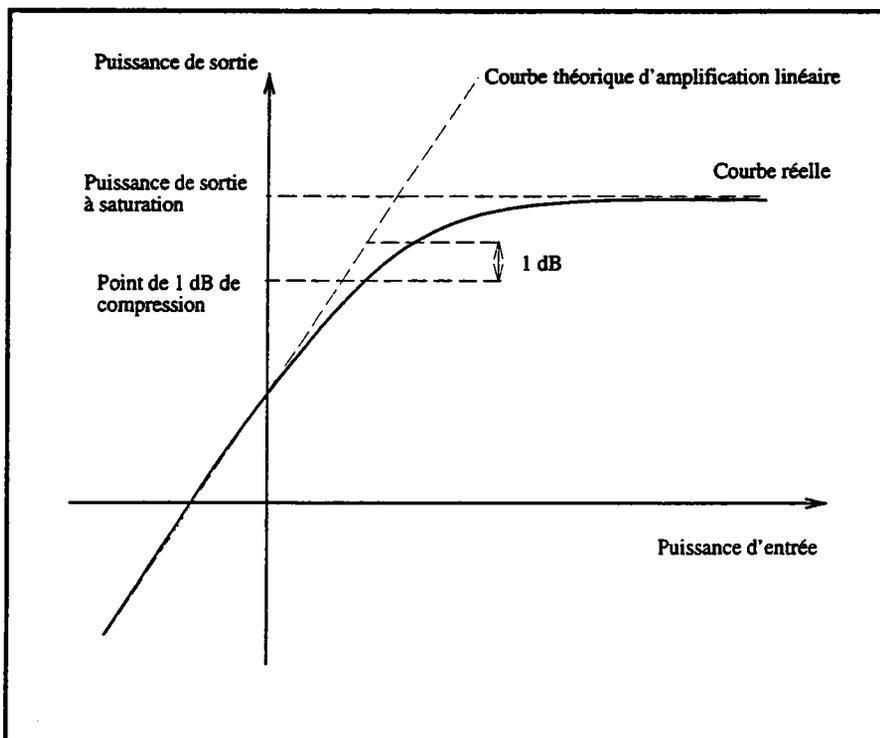


FIG. 1-5 - Courbe de la fonction de transfert en puissance d'un amplificateur

Tout élément actif est par définition non-linéaire. Cela est dû au fait qu'il est composé de transistors qui sont par nature des dispositifs non-linéaires. En effet, nous observons que pour un transistor, le courant d'émetteur ou de collecteur est une fonction non-linéaire de la tension de jonction base-émetteur. Pour un amplificateur, nous remarquons cette non-linéarité en traçant la courbe sa fonction

de transfert en puissance (voir la figure 1-5).

Pour un amplificateur de réseau câblé, nous pouvons approximer cette fonction de transfert par un développement polynomial d'ordre 3 [SIM70]. Cette fonction, valable jusqu'au point de 1 dB de compression, s'écrit:

$$p_s = k_1.p_e + k_2.p_e^2 + k_3.p_e^3 \quad (1.1)$$

La puissance du signal de sortie d'un amplificateur étant reliée à sa tension par l'intermédiaire de l'impédance, nous pouvons exprimer la relation 1.1 en fonction des tensions d'entrée et de sortie. Nous obtenons alors:

$$V_s = k'_1.V_e + k'_2.V_e^2 + k'_3.V_e^3 \quad (1.2)$$

Supposons que le signal d'entrée V_e soit composé de trois porteuses pures de fréquence f_1, f_2, f_3 et d'amplitude a_1, a_2, a_3 . Ce signal s'écrit:

$$V_e(t) = a_1.\cos(2.\pi.f_1.t) + a_2.\cos(2.\pi.f_2.t) + a_3.\cos(2.\pi.f_3.t) \quad (1.3)$$

En introduisant l'expression 1.3 dans la relation 1.2, l'expression du signal de sortie s'écrit:

$$\begin{aligned} V_s = & k'_1.[a_1.\cos(2.\pi.f_1.t) + a_2.\cos(2.\pi.f_2.t) + a_3.\cos(2.\pi.f_3.t)] \\ & + k'_2.[a_1.\cos(2.\pi.f_1.t) + a_2.\cos(2.\pi.f_2.t) + a_3.\cos(2.\pi.f_3.t)]^2 \\ & + k'_3.[a_1.\cos(2.\pi.f_1.t) + a_2.\cos(2.\pi.f_2.t) + a_3.\cos(2.\pi.f_3.t)]^3 \end{aligned} \quad (1.4)$$

Le développement de cette relation fait apparaître une somme de trois types de composantes:

Les composantes du premier ordre

$$k'_1.V_e = k'_1.[(a_1.\cos(\omega_1.t) + a_2.\cos(\omega_2.t) + a_3.\cos(\omega_3.t))] \quad (1.5)$$

avec

$$\omega_1 = 2.\pi.f_1.t \quad \omega_2 = 2.\pi.f_2.t \quad \omega_3 = 2.\pi.f_3.t$$

Les composantes second ordre

$$\begin{aligned}
 k'_2.V_e^2 &= \frac{1}{2}.k'_2.(a_1^2 + a_2^2 + a_3^2) \\
 &+ \frac{1}{2}.k'_2.[a_1^2.\cos(2.\omega_1.t) + a_2^2.\cos(2.\omega_2.t) + a_3^2.\cos(2.\omega_3.t)] \\
 &+ k'_2.a_1.a_2.\cos((\omega_1 \pm \omega_2).t) + \frac{1}{2}.k'_2.a_1.a_2.\cos((\omega_1 \pm \omega_3).t) \\
 &+ \frac{1}{2}.k'_2.a_2.a_3.\cos((\omega_2 \pm \omega_3).t)
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

Les composantes du troisième ordre

$$\begin{aligned}
 k'_3.V_e^3 &= \frac{1}{4}.k'_3.a_1^3.\cos(3.\omega_1.t) + a_2^3.\cos(3.\omega_2.t) + a_3^3.\cos(3.\omega_3.t) \\
 &+ \frac{3}{4}.k'_3.[a_1^2.a_2.\cos((2.\omega_1 \pm \omega_2).t) + a_1^2.a_3.\cos((2.\omega_1 \pm \omega_3).t)] \\
 &+ \frac{3}{4}.k'_3.[a_2^2.a_1.\cos((2.\omega_2 \pm \omega_1).t) + a_2^2.a_3.\cos((2.\omega_2 \pm \omega_3).t)] \\
 &+ \frac{3}{4}.k'_3.[a_2^2.a_3.\cos((2.\omega_2 \pm \omega_3).t) + a_3^2.a_1.\cos((2.\omega_3 \pm \omega_1).t)] \\
 &+ \frac{3}{4}.k'_3.[a_3^2.a_1.\cos((2.\omega_3 \pm \omega_1).t) + a_3^2.a_2.\cos((2.\omega_3 \pm \omega_2).t)] \\
 &+ \frac{3}{2}.k'_3.a_1.a_2.a_3.\cos((\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3).t) \\
 &+ \frac{3}{4}.k'_3.[a_1^3.\cos(\omega_1.t) + a_2^3.\cos(\omega_2.t) + a_3^3.\cos(\omega_3.t)] \\
 &+ \frac{3}{2}.k'_3.[a_1.a_2^2.\cos(\omega_1.t) + a_1.a_3^2.\cos(\omega_1.t)] \\
 &+ \frac{3}{2}.k'_3.[a_2.a_1^2.\cos(\omega_2.t) + a_2.a_3^2.\cos(\omega_2.t)] \\
 &+ \frac{3}{2}.k'_3.[a_3.a_1^2.\cos(\omega_3.t) + a_3.a_2^2.\cos(\omega_3.t)]
 \end{aligned} \tag{1.7}$$

Dans la relation 1.5, nous identifions les trois termes d'amplification linéaire correspondant aux porteuses pures initiales. Ici, le coefficient k'_1 représente le gain en tension de l'amplificateur.

La relation 1.6 comprend douze termes issus de la distorsion non-linéaire générée au second ordre. Les trois premiers termes sont des termes de composante continue. Les six suivants sont représentatifs des fréquences des raies d'intermodulation d'ordre 2. Ils sont aussi appelés battements somme et différence $(\omega_1 \pm \omega_2)$. Les trois derniers termes correspondent aux fréquences de seconde harmonique.

La relation 1.7 est composée de cinq groupes de termes exprimant les distorsions non-linéaires du troisième ordre. Le premier groupe contient trois termes. Ils correspondent aux fréquences d'harmonique 3. Les douzes termes suivants sont appelés battements d'intermodulation d'ordre 3 de type $(2.\omega_1 \pm \omega_2)$. Le troisième groupe contient quatre termes représentant les battements triples. Leurs fréquences sont de type $(\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3)$. Les trois termes suivants sont dits d'*auto-compression* lorsque k'_3 est négatif ou d'*auto-expansion* lorsque k'_3 est positif. Enfin, le dernier groupe constituant cette composante de distorsion d'ordre 3 est formé de six termes. Ils sont appelés battements de *trans-compression* lorsque k'_3 est négatif ou d'*auto-expansion* lorsque k'_3 est positif.

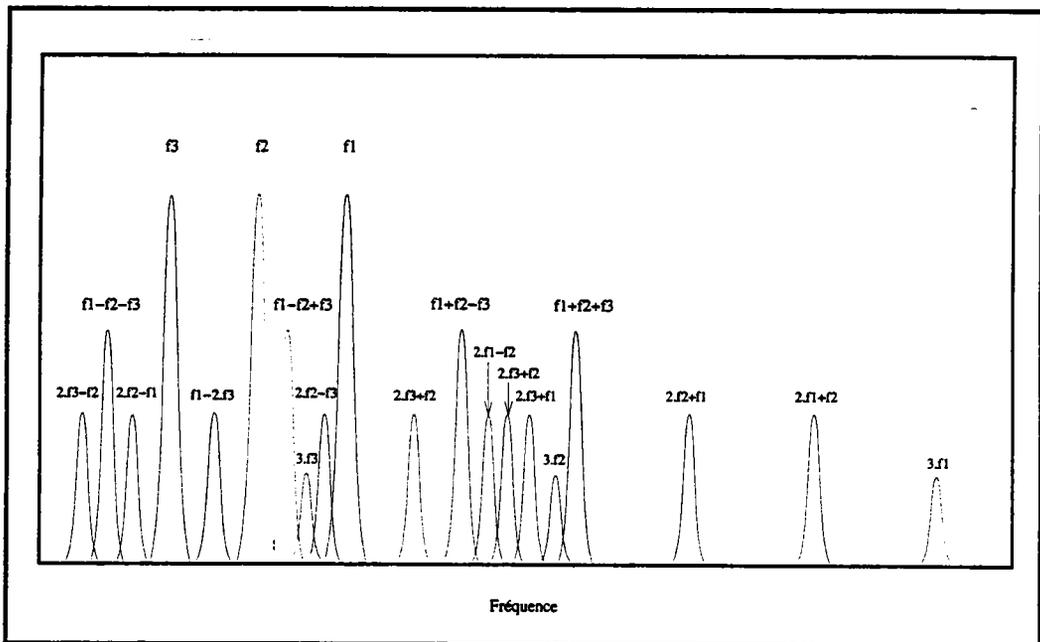


FIG. 1-6 - Exemple d'un spectre de raies d'intermodulation d'ordre 3 obtenu à partir de trois porteuses pures

Nous remarquons que les signaux brouilleurs issus des distorsions non-linéaires de l'amplificateurs sont d'autant plus gênants que les trois porteuses pures initiales sont espacées d'un pas constant. Cela est constatable sur la figure 1-6. Sur cette figure, nous notons que certaines raies brouilleuses possèdent une fréquence identique à celle d'une porteuse du plan si nous disposions initialement de plus de trois porteuses. Dans ce cas, ce sont les raies de types $(\omega_1 \pm \omega_2)$, $(2.\omega_1 \pm \omega_2)$

et $(\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3)$ qui se positionnent au pied des porteuses utiles. Pour évaluer l'importance de ces raies, nous définissons les rapports d'intermodulation d'ordre 2 et 3. Ces rapports expriment l'écart en décibel entre le niveau des porteuses utiles et le niveau des raies de distorsion d'ordre 2 et 3. Ces rapports sont déduits des relations suivantes:

– pour le rapport d'intermodulation de second ordre noté **IM2**

$$IM2(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\text{amplitude de la porteuse pure}}{\text{amplitude de la distorsion d'ordre 2}} \right) \quad (1.8)$$

– pour le rapport d'intermodulation de troisième ordre noté **IM3**

$$IM3(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\text{amplitude de la porteuse pure}}{\text{amplitude du battement triple}} \right) \quad (1.9)$$

Nous pouvons exprimer ces rapports d'intermodulation à l'aide des relations 1.5, 1.6 et 1.7, en considérant que les trois porteuses pures ont une même amplitude. Nous obtenons les équations:

$$\begin{aligned} IM2(dB) &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{k'_1 a_1}{k'_2 \cdot a_1 \cdot a_2} \right) \\ &= 117 - N_s - G - K'_2 \end{aligned} \quad (1.10)$$

avec

$$\begin{aligned} K'_2 &= 20 \cdot \log_{10}(k'_2) & G &= 20 \cdot \log_{10}(k'_1) \\ a_1(\mu V) &= a_2(\mu V) & N_s &= 20 \cdot \log_{10}(a_1 \cdot k'_1) \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} IM3(dB) &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{k'_1 a_1}{\frac{3}{2} k'_3 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot a_3} \right) \\ &= 230 - 2 \cdot N_s - G - K'_3 \end{aligned} \quad (1.11)$$

avec

$$\begin{aligned} K'_3 &= 20 \cdot \log_{10}(k'_3) & G &= 20 \cdot \log_{10}(k'_1) \\ a_1(\mu V) &= a_2(\mu V) = a_3(\mu V) & N_s &= 20 \cdot \log_{10}(a_1 \cdot k'_1) \end{aligned}$$

Ces rapports d'intermodulation d'ordre 2 et 3 nous donnent une bonne estimation des performances de linéarité d'un amplificateur. Ils ne sont cependant pas suffisants pour observer le comportement non-linéaire d'un amplificateur vis à vis d'un multiplex transmis sur un réseau câblé . Pour observer ce comportement, nous pouvons étendre les développements effectués auparavant à un plan de fréquences. Considérons un plan composé de canaux dont les porteuses visions sont espacées régulièrement de 8 MHz et dont la première porteuse se situe à 120 MHz. Nous pouvons alors établir le relation donnant la fréquence vision de chacun des canaux:

$$f_{vision,n} = 120 + 8.n \quad \text{avec } n = 0, \dots, N$$

De la relation précédente, nous calculons la fréquence d'un battement triple de type $(f_1 + f_2 - f_3)$ généré à partir trois porteuses successives du plan de fréquences:

$$f_{n,n+1n+2} = (120 + 8.n) + (120 + 8.(n + 1)) - (120 + 8.(n + 2)) \quad (1.12)$$

ce qui donne après simplification

$$f_{n,n+1n+2} = 120 + 8.n \quad (1.13)$$

L'expression 1.13 montre qu'une raie de battement triple peut se positionner à la même fréquence qu'une des porteuses images du plan. Le calcul reste valable pour d'autres plans et pour d'autres fréquences. Nous observons alors la création d'une multitude de raies d'intermodulation au pied des porteuses luminances et à l'intérieur des canaux de télévision. Ces raies se cumulent selon leurs origines de manière à n'en former qu'une seule que l'on appelle *battement composite*. Pour les raies d'ordre 3, il est souvent admis que ce cumul s'effectue en puissance. Cette loi de cumul est la même pour les raies de second ordre.

L'apparition de raies parasites au pied de la porteuse luminance d'un canal de télévision se traduit à l'écran par la création d'une moire. Cette moire se distingue par une succession de raies parallèles sombres et claires en sur-impresion dans l'image. Selon l'amplitude et la position de la raie brouilleuse, la perception visuelle de cette moire est plus ou moins importante.

Afin d'éviter une telle dégradation de l'image, la recommandation 655 du C.C.I.R. [ITU90b] impose l'écart minimum à respecter entre le niveau de la porteuse utile et celui du battement. Cet écart aussi appelé *rapport de protection*

est une fonction de la position du battement brouilleur dans le canal et du système de télévision. Par exemple, au pied de la porteuse luminance, nous devons respecter un rapport de protection de 54 dB pour que la qualité d'une image L-SECAM ne soit pas dégradée (voir le tableau VIII de l'annexe 1). Les valeurs de rapports de protection pour des brouillages continus sont déterminées à la suite d'essais subjectifs [ITU90a] [BBC68].

Pour établir le rapport de protection d'un canal transmis sur un réseau câblé vis à vis d'un brouilleur, nous devons aussi prendre en compte deux autres paramètres:

- la précision de stabilité des porteuses,
- l'écart de fréquence entre la porteuse et le brouilleur exprimé en douzième de fréquence de ligne.

Il existe deux tolérances de stabilité des porteuses: $\pm 500\text{Hz}$ pour une stabilité dite de faible précision ou $\pm 1\text{Hz}$ pour une stabilité dite de précision. En fonction de cette tolérance, nous pondérons le rapport de protection obtenu pour un brouillage continu. Pour ce qui concerne l'écart de fréquence entre la porteuse et le brouilleur, les essais montrent qu'un brouilleur est subjectivement moins perceptible lorsqu'il est distant d'un nombre entier de tiers de fréquence de ligne de la porteuse considérée (voir la figure 6 de l'annexe 1). De ce fait, nous appliquons une autre pondération du rapport de protection (voir le tableau II de l'annexe 1).

En technologie des réseaux câblés coaxiaux, le rapport de protection à respecter pour un battement composite situé au pied d'une porteuse luminance est minimum de 52 dB (voir la norme UTE 90-125 [UTE92]). La même norme spécifie aussi les valeurs minimales des rapports d'intermodulation:

- pour l'ordre 2, le rapport d'intermodulation noté *IM2* doit être supérieur ou égal à 56 dB,
- pour l'ordre 3, le rapport d'intermodulation noté *IM3* doit être supérieur ou égal à 60 dB.

Pour des battements composites situés dans le canal, nous appliquons les règles établies par le C.C.I.R. et retranscritent dans l'annexe 1.

Considérons maintenant une cascade d'amplificateurs identiques. Pour évaluer les performances non-linéaires de cette cascade, il existe des lois empiriques. Ces lois supposent que les battements composites et les raies d'intermodulation d'ordre 2 créés par chaque amplificateur s'additionnent en puissance. Les raies d'intermodulation d'ordre 3 générées par chaque amplificateur sont supposées s'additionner en tension. Cela peut se résumer par les relations suivantes:

$$BC_{N \text{ amplificateurs}} = 20 \cdot \log 10 \left(10^{(BC_{\text{ampli } 1/20})} + \dots + 10^{(BC_{\text{ampli } N/20})} \right) \quad (1.14)$$

Les N amplificateurs étant identiques, nous obtenons alors:

$$BC_{N \text{ ampli}} = BC_{\text{un ampli}} - 20 \log 10(N) \quad (1.15)$$

Il en est de même pour le rapport d'intermodulation d'ordre 2:

$$\begin{aligned} IM_{2N \text{ amplificateurs}} &= 10 \log 10 \left(10^{(IM_{2\text{ampli } 1/10})} + \dots + 10^{(IM_{2\text{ampli } N/10})} \right) \\ &= IM_{2\text{un ampli}} - 10 \log 10(N) \end{aligned} \quad (1.16)$$

et pour le rapport d'intermodulation d'ordre 3:

$$\begin{aligned} IM_{3N \text{ amplificateurs}} &= 10 \log 10 \left(20^{(IM_{3\text{ampli } 1/20})} + \dots + 20^{(IM_{3\text{ampli } N/20})} \right) \\ &= IM_{3\text{un ampli}} - 20 \log 10(N) \end{aligned} \quad (1.17)$$

Nous examinerons la validité de ces relations empiriques dans les chapitres présentant les résultats de simulations de différents modèles non-linéaires étudiés dans ce mémoire.

Ces lois de cumul de distorsions nous servent à déterminer le nombre maximum d'amplificateurs cascadables. En effet, la pratique montre que si un amplificateur présente de bonnes performances de linéarité, la cascade réalisée à l'aide de ce type d'amplificateur sera d'autant plus importante. Il faut cependant tenir compte du facteur de bruit de cet amplificateur. Lorsque l'on cascade plusieurs amplificateurs identiques, le facteur de bruit de chaque amplificateur s'ajoute au bruit présent en son entrée. Le rapport signal à bruit ainsi obtenu à sa sortie ne doit pas être inférieur à la limite de perceptibilité du bruit (46 dB pour une image transmise dans le système L-SECAM).

Les performances en matière de bruit et de non-linéarité des matériels actuels permettent de cascader au maximum de neuf à onze amplificateurs de transfert ou de distribution. Ce nombre dépend de la structure interne de l'amplificateur utilisé. C'est cette caractéristique que nous développons dans le paragraphe suivant.

La structure

Un amplificateur de transfert est constitué généralement de deux étages différents. Le premier est un étage dit de préamplification. Il présente généralement un gain peu élevé (de l'ordre de 10 dB) et un facteur de bruit faible (environ 6 dB). Cet étage est souvent construit autour d'un amplificateur hybride de type *Push-Pull* ou *Power-Doubling*

L'hybride *Push-Pull* dont le schéma synoptique est représenté sur la figure 1-7, est constitué de deux amplificateurs identiques et de deux coupleurs. Dans le cas idéal, ces coupleurs ont des pertes d'insertion de 3 dB et un déphasage entre sorties (ou entrées) de 180 degrés. Cet hybride présente la particularité d'atténuer les fréquences harmoniques et les distorsions non-linéaires d'ordre pair. Pour un amplificateur de réseau câblé, les distorsions d'ordre pair sensibles sont uniquement celles du second ordre.

Considérons le signal d'entrée $e(t)$ composé de deux porteuses pures d'amplitude a , de pulsation ω_1 et ω_2 et de phase ϕ_1 et ϕ_2 . Le signal $e(t)$ s'écrit:

$$e(t) = a.\cos(\omega_1.t + \phi_1) + a.\cos(\omega_2.t + \phi_2) \quad (1.18)$$

Les signaux transmis dans les branches 1 et 2 de la figure 1-7 s'écrivent alors:

$$x_1(t) = 0,707.a.[\cos(\omega_1.t + \phi_1) + \cos(\omega_2.t + \phi_2)] \quad (1.19)$$

$$x_2(t) = 0,707.a.[\cos(\omega_1.t + \phi_1 + \pi) + \cos(\omega_2.t + \phi_2 + \pi)] \quad (1.20)$$

En sortie des amplificateurs de gain g , la distorsion non-linéaire d'ordre 2 fait apparaître deux composantes d'intermodulation:

- dans la branche 3,

$$0,5.a^2.\cos[(\omega_1 \pm \omega_2).t + (\phi_1 \pm \phi_2)] \quad (1.21)$$

- et dans la branche 4.

$$0,5.a^2.\cos[(\omega_1 \pm \omega_2).t + (\phi_1 \pm \phi_2)] \quad (1.22)$$

Le passage à travers le coupleur de sortie déphase les composantes de distorsions de la voie 3 de 180 degrés. Les composantes de la voie 4 ne sont pas déphasées. Nous pouvons écrire les relations:

- dans la branche 3,

$$0,5.a^2.\cos[(\omega_1 \pm \omega_2).t + (\phi_1 \pm \phi_2) + 180] \quad (1.23)$$

- et dans la branche 4.

$$0,5.a^2.\cos[(\omega_1 \pm \omega_2).t + (\phi_1 \pm \phi_2)] \quad (1.24)$$

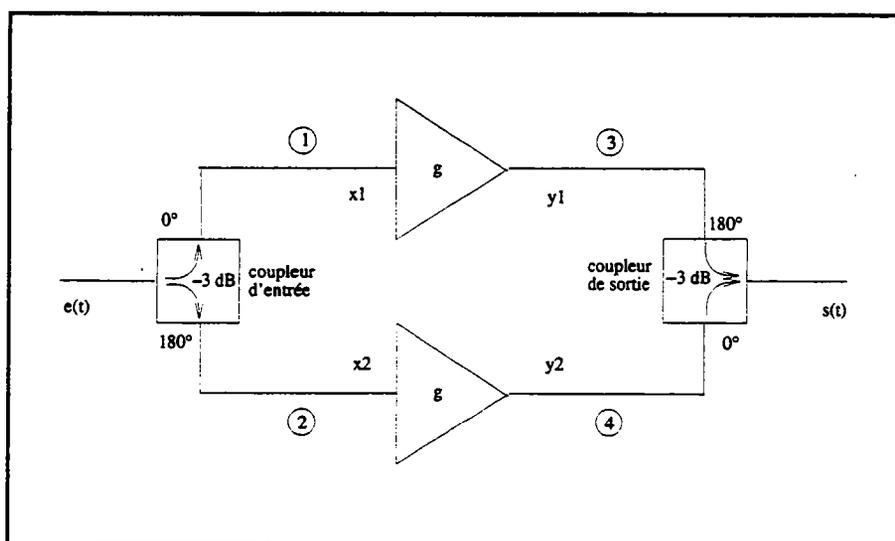


FIG. 1-7 - Schéma synoptique de l'amplificateur hybride *Push-Pull*

Les composantes de distorsion d'ordre 2 des voies 3 et 4 sont alors en opposition de phase. La sommation de ces composantes effectuée par le coupleur de sortie permet alors l'annulation de la distorsion non-linéaire de second ordre.

Cette analyse du comportement de l'amplificateur hybride *Push-Pull* est théorique. Elle repose sur des considérations peu réalistes. Dans les équations écrites

ci-dessus, nous supposons que les coupleurs et les amplificateurs sont identiques. En pratique, cela est peu courant et l'annulation de la distorsion non-linéaire d'ordre 2 n'est jamais constatée. Ce type de dispositif permet cependant d'obtenir une réduction significative de l'amplitude des produits de second ordre.

L'amplificateur hybride *Power-Doubling* est constitué de deux amplificateurs et de deux coupleurs identiques. Ces coupleurs ont une perte d'insertion de 3 dB et présentent un déphasage entre leurs sorties (ou leurs entrées) de 90 degrés. La figure 1-8 présente le schéma synoptique de ce type d'amplificateur hybride.

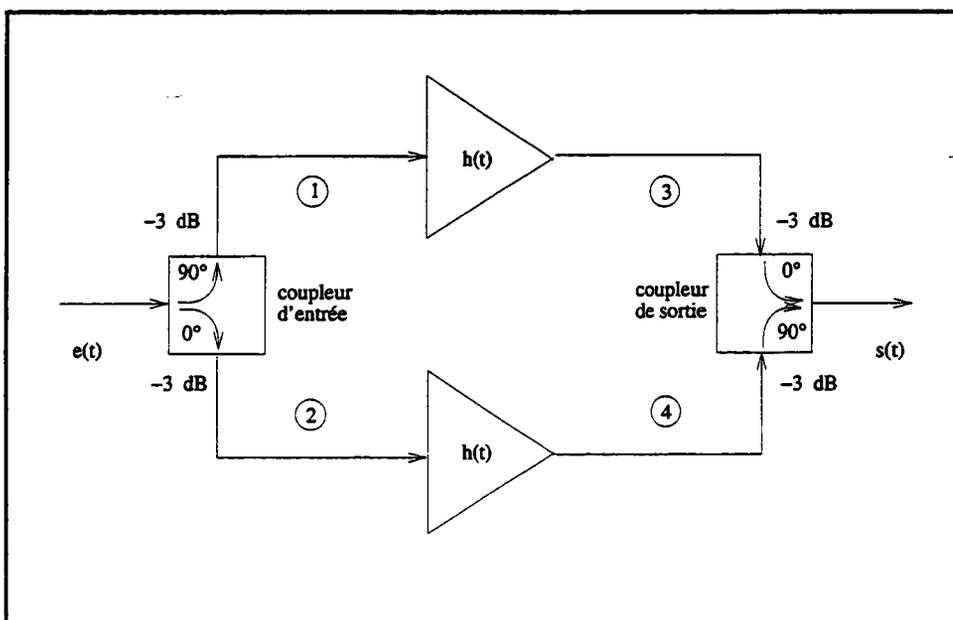


FIG. 1-8 - Schéma synoptique de l'amplificateur hybride *Power-Doubling*

Pour expliquer le comportement de ce type d'amplificateur, nous considérons un signal d'entrée $e(t)$ composé de trois porteuses pures d'amplitudes identiques et de pulsations ω_1 , ω_2 et ω_3 . Ce signal s'écrit:

$$e(t) = a.[\cos(\omega_1.t) + \cos(\omega_2.t) + \cos(\omega_3).t] \quad (1.25)$$

A la sortie du coupleur d'entrée, ce signal devient:

- dans la branche 1

$$0,707.a.\cos[(\omega_1.t + 90) + (\omega_2.t + 90) + (\omega_3.t + 90)] \quad (1.26)$$

- dans la branche 2

$$0,707.a.\cos[(\omega_1.t) + (\omega_2.t) + (\omega_3.t)] \quad (1.27)$$

Les amplificateurs génèrent en sortie des composantes d'intermodulation d'ordre 3 dont l'amplitude est égale

- dans la branche 3 à:

$$0,707^3 \cdot \frac{3}{2} \cdot k'_3 \cdot a^3 \cdot \cos[(\omega_1 + \omega_2.t - \omega_3).t + 90] \quad (1.28)$$

- dans la branche 4 à:

$$0,707^3 \cdot \frac{3}{2} \cdot k'_3 \cdot a^3 \cdot \cos[(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3).t] \quad (1.29)$$

k'_3 étant le coefficient non-linéaire d'ordre 3 issu de l'approximation polynomiale 1.2.

La recombinaison à travers le coupleur de sortie permet d'obtenir l'expression finale de la raie de distorsion de type $(f_1 + f_2 - f_3)$:

$$0,707^4 \cdot 3 \cdot k'_3 \cdot a^3 \cdot \cos[(\omega_1 \pm \omega_2.t \pm \omega_3).t + 90] \quad (1.30)$$

Si nous comparons l'expression précédente à celle obtenue dans l'équation 1.7, nous constatons une diminution de 6 dB de l'amplitude de la raie de distorsion considérée. Un calcul similaire montre une annulation des autres types de battements triples. Pour la distorsion de second ordre, le calcul est identique. L'amélioration alors obtenue grâce à cette structure est de 6 dB. Ce calcul prouve l'efficacité de l'amplificateur hybride *Power-Doubling*.

Ici encore, les performances obtenues sont théoriques. Les coupleurs et amplificateurs sont supposés identiques. Nous ne tenons pas compte des dispersions qui peuvent exister entre les pertes d'insertion des deux coupleurs et entre les gains des deux amplificateurs. Il convient donc de pondérer ces performances lorsque nous considérons des exemples réels de structure *Power-Doubling*.

Le second étage d'un amplificateur de transfert est souvent conçu autour d'une structure hybride de type *Feed-Forward*. La figure 1-9 présente un schéma synoptique de cette structure.

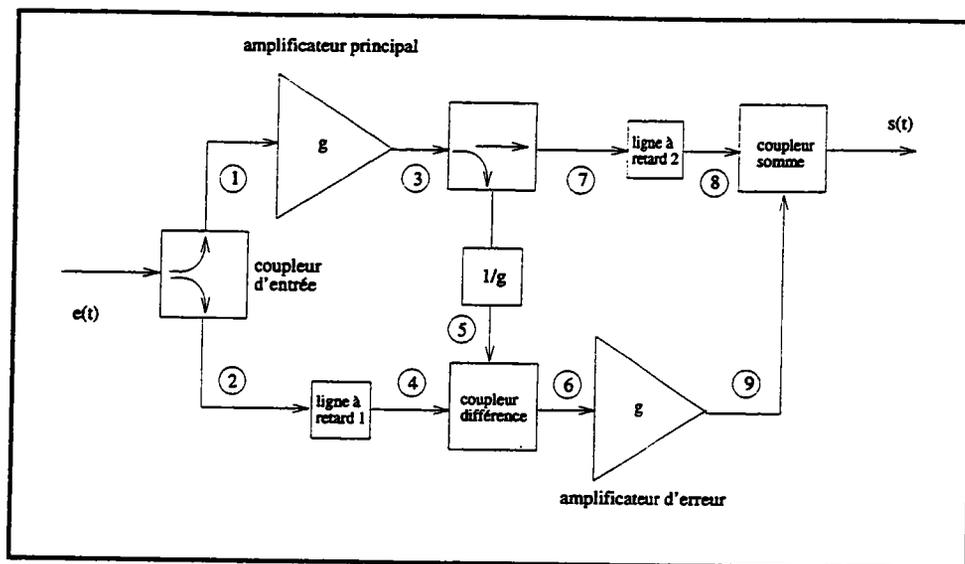


FIG. 1-9 - Schéma synoptique de l'amplificateur hybride *Feed-Forward*

Le principe de fonctionnement de la structure *Feed-Forward* est le suivant. Le signal d'entrée $e(t)$ (voir la figure 1-7) est divisé en deux parties. Nous obtenons aux points 1 et 2 les signaux suivants:

$$x_1(t) = e(t) \quad (1.31)$$

$$x_2(t) = e(t) \quad (1.32)$$

L'amplificateur principal possède un gain g , un temps de propagation de groupe τ_1 et génère une distorsion non-linéaire notée $d(t)$. Au point 3 nous obtenons le signal:

$$x_3(t) = g \cdot e(t + \tau_1) + d(t) \quad (1.33)$$

Le signal $x_2(t)$ subit un retard égal à celui introduit par l'amplificateur principal. Au point 4, nous obtenons le signal:

$$x_4(t) = e(t + \tau_1) \quad (1.34)$$

Nous prélevons ensuite une partie du signal $x_3(t)$ afin de le comparer au signal d'entrée retardé et non-distordu $x_4(t)$. Auparavant, le signal $x_3(t)$ est atténué de la valeur du gain de l'amplificateur principal. La comparaison est réalisée par le

coupleur différence. Celui-ci permet d'isoler la composante de distorsion atténuée de la valeur du gain de l'amplificateur principal. Au point 6, nous obtenons alors:

$$\begin{aligned}
 x_6(t) &= x_4(t) - \frac{1}{g} \cdot x_3(t) \\
 &= e(t + \tau_1) - \frac{1}{g} \cdot [g \cdot e(t + \tau_1) + d(t)] \\
 &= -\frac{1}{g} \cdot d(t)
 \end{aligned} \tag{1.35}$$

Le signal $x_6(t)$ appelé *signal d'erreur* est amplifié de manière à obtenir uniquement le signal de distorsion $d(t)$. Pour cela, nous utilisons un amplificateur d'erreur dont le gain est égal à g et dont le temps de propagation de groupe est égal à τ_2 . Au point 9, nous avons le signal:

$$\begin{aligned}
 x_9(t) &= g \cdot x_6(t + \tau_2) \\
 &= -d(t + \tau_2)
 \end{aligned} \tag{1.36}$$

Cet amplificateur d'erreur génère des raies de distorsions non-linéaires peu élevées car le signal $x_6(t)$ présent à son entrée est très faible. Au point 7, nous conservons l'autre partie du signal amplifié et distordu. Ce signal est retardé du temps équivalent à celui du temps de propagation de groupe de l'amplificateur d'erreur. Au point 8, nous obtenons le signal:

$$x_8(t) = g \cdot e(t + \tau_1 + \tau_2) + d(t + \tau_2) \tag{1.37}$$

Le coupleur de sortie nommé *coupleur somme* sur la figure 1-7 permet d'additionner le signal $x_9(t)$ contenant la distorsion et le signal $x_8(t)$ composé du signal utile amplifié et de la distorsion introduite par l'amplificateur principal. Le signal $s(t)$ obtenu à la sortie d'un amplificateur de type *Feed-Forward* s'écrit alors:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= x_8(t) + x_9(t) \\
 &= g \cdot e(t + \tau_1 + \tau_2) + d(t + \tau_2) - d(t + \tau_2) \\
 &= g \cdot e(t + \tau_1 + \tau_2)
 \end{aligned} \tag{1.38}$$

La relation 1.38 prouve l'efficacité de la structure hybride *Feed-Forward*. Le signal de sortie de cet hybride contient le signal d'entrée amplifié et ne contient plus les distorsions non-linéaires. La particularité de ce type d'amplificateur est qu'il peut compenser les distorsions non-linéaires de tous les ordres et de tous les

types. C'est cette caractéristique qui le différencie des structures *Power-Doubling* ou *Push-Pull*. Cependant, les calculs développés ci-dessus ne font pas apparaître les valeurs et les dispersions des paramètres des coupleurs (perte d'insertion et temps de propagation de groupe), des lignes à retard (retard et perte d'insertion) et des amplificateurs (gain, temps de propagation, distorsions linéaires). Dans un cas réel, nous devons tenir compte de ces paramètres. Cela se traduit par une diminution de l'amplitude des raies d'intermodulation et non pas par une annulation parfaite de celles-ci.

Les performances de linéarité de ce type d'hybride expliquent son utilisation pour la conception de l'étage de sortie d'un amplificateur de transfert (voir la figure 1-10). En effet, cet étage reçoit de l'étage d'entrée qui le précède des signaux d'assez grande amplitude. Dans le cas de utilisation d'une structure d'amplification simple, ces signaux créeraient des raies d'intermodulation d'amplitude non-négligeable. La structure *Feed-Forward* permet alors d'amplifier des signaux de fort niveau tout en générant peu de distorsions non-linéaires. D'autre part, nous avons vu que câble coaxial utilisé en transfert possède une atténuation linéique faible. Les tronçons ainsi constitués sont d'autant plus long que le niveau de sortie des amplificateurs de transfert est élevés, pour un battement composite donné. Sur le marché, il existe actuellement deux types d'hybrides *Feed-Forward*; ce sont les circuits FF124 et FF224 de MOTOROLA dont la bande passante s'étend respectivement de 0 à 450 MHz et de 0 à 550 MHz.

Pour ce qui concerne la structure des amplificateurs utilisés sur le réseau de distribution, elle diffère sensiblement de celle de amplificateurs de transfert. Cette différence se remarque dans la conception des étages d'entrée et de sortie. L'étage d'entrée d'un amplificateur de distribution est généralement constitué d'un circuit à base de transistor radiofréquence large bande. Comme pour un amplificateur de transfert, cet étage présente un gain et un facteur de bruit faibles, respectivement de 10 à 13 dB et de 7 à 9 dB. Par contre, les performances de linéarité de ce type d'étage sont inférieures à celle d'un hybride *Push-Pull* ou *Power-Doubling*. Cela explique l'utilisation de ces structures hybrides pour concevoir l'étage de sortie des amplificateurs de distribution. L'amplificateur ainsi constitué présente alors des caractéristiques linéaires correctes mais toujours inférieures à celles d'un amplificateur de transfert. De ce fait, les tronçons réalisés sur un réseau de distribution sont toujours plus courts que ceux d'un réseau de transfert. La figure 1-11 pré-

sente un schéma synoptique de l'amplificateur de distribution PORTENSEIGNE PM5545331.

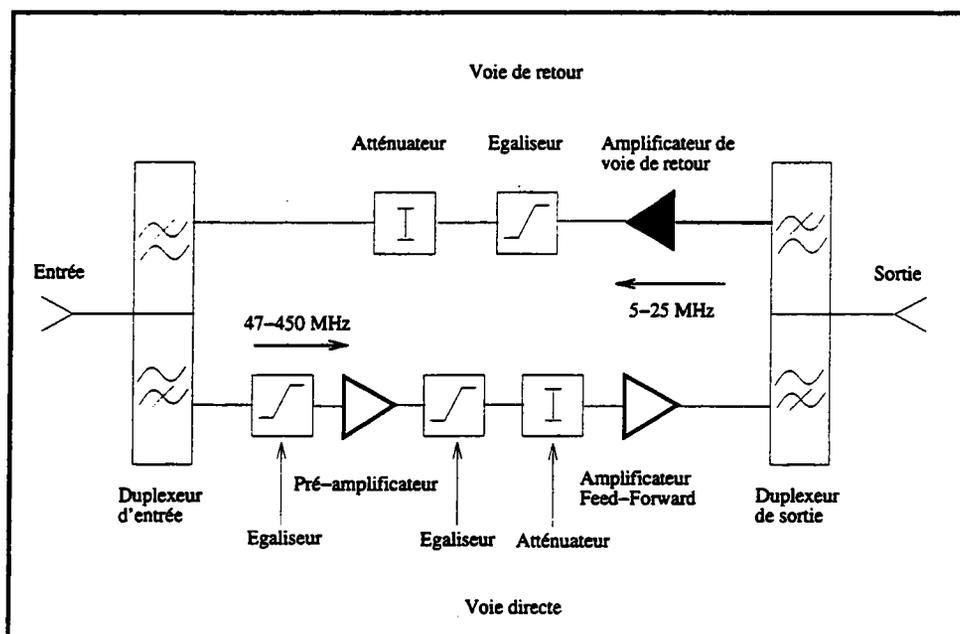


FIG. 1-10 - Schéma synoptique de l'amplificateur de transfert C-COR FT-517

Actuellement, afin d'améliorer la linéarité des ces amplificateurs, les industriels ont tendance à concevoir des étages d'entrée à partir d'amplificateurs hybrides de type *Push-Pull*. Ce changement permet d'obtenir des performances de linéarité supérieures à celles des amplificateurs utilisant des transistors. Cependant, cette nouvelle structure ne permet pas d'atteindre les performances d'un amplificateur de transfert. C'est pour cette raison que dans ce mémoire nous attacherons une attention particulière à la modélisation non-linéaire de ce type d'amplificateur. Dans le paragraphe suivant, nous rappelons brièvement les caractéristiques des principaux éléments passifs utilisés dans un réseau câblé .

1.1.4 Les éléments passifs

Pour distribuer des signaux vers les tronçons de transfert, de distribution ou vers les abonnés, nous utilisons les dispositifs passifs suivants:

- les dérivateurs,
- les répartiteurs.

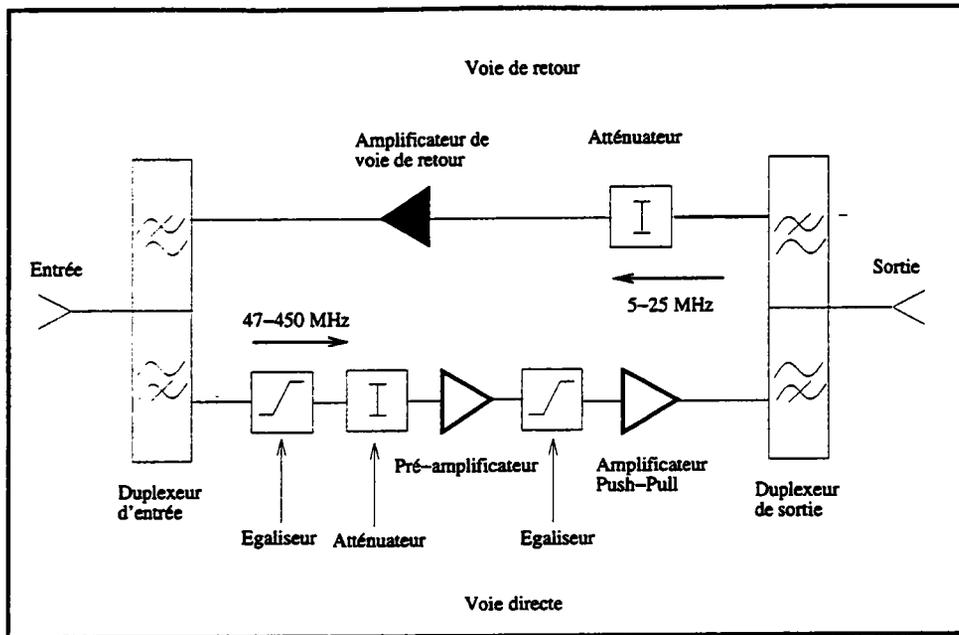


FIG. 1-11 - Schéma synoptique de l'amplificateur de distribution PORTEN-SEIGNE PM5545331

Ces deux types d'éléments passifs ont une fonction similaire mais des caractéristiques différentes. Leur fonction est de diviser la puissance des signaux transmis sur le câble de manière à les répartir sur plusieurs lignes (de transfert ou de distribution). Cette division du signal induit une atténuation des signaux.

Un dérivateur possède une entrée et deux sorties. Une partie de la puissance du signal est prélevée sur une ligne principale pour être transmis sur une ligne secondaire. L'atténuation introduite sur la ligne principale est inférieure à celle produite sur l'autre ligne. Le découplage entre sorties d'un dérivateur est très important. Un répartiteur possède une entrée et plusieurs sorties. La puissance du signal d'entrée est équirépartie sur toutes ses sorties. Il présente un découplage entre sorties inférieur à celui d'un dérivateur. La figure 1-12 présente les schémas synoptiques de chacun de ces éléments passifs.

1.2 Les technologies des réseaux câblés optiques

La fibre optique représente un autre support de transmission des signaux de télévision et de radio sur un réseau câblé. Nous rappelons ici quelques particu-

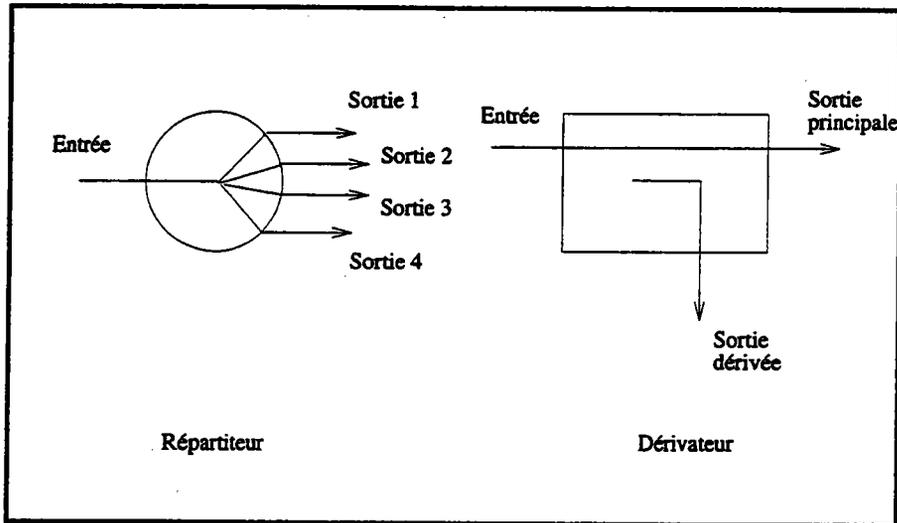


FIG. 1-12 - Schémas synoptiques d'un répartiteur et d'un dérivateur

larités des fibres optiques et des dispositifs optiques (actifs et passifs).

1.2.1 Les fibres optiques

Actuellement, nous constatons une utilisation importante de la fibre optique monomode pour transmettre un multiplex de canaux audiovisuels modulés en M.A.-B.L.R.. La baisse des coûts ainsi que l'amélioration de la linéarité des émetteurs optiques sont à l'origine de ce développement. L'utilisation de la fibre optique s'effectue principalement en remplacement du câble coaxial sur le réseau de transfert. Les avantages de la fibre optique par rapport au câble sont multiples:

- la longueur des tronçons est plus importante du fait de la faible atténuation linéique (10 à 20 kilomètres),
- un encombrement faible et un poids réduit,
- un débit binaire important (quelques centaines de Mbit/s),
- une faible atténuation linéique (environ 0,5 à 0.6 dB/km à 1300 nm),
- une insensibilité aux perturbations électromagnétiques,
- une résistance à la corrosion.

La fibre optique monomodale est utilisée soit sur le réseau de transfert, soit sur la totalité du réseau. Dans le premier cas, l'architecture du réseau est dite de *type 0G*. Dans l'autre cas elle est dite de *type 1G*. Nous développerons les différences entre ces deux types d'architecture de réseaux dans le paragraphe qui leur est consacré. Grâce à ce support, nous pouvons transporter jusqu'à quarante canaux de télévision modulés en amplitude.

L'expérience actuelle montre que l'utilisation de la fibre optique monomodale est techniquement et financièrement intéressante lorsque le réseau de transfert couvre une distance supérieure à trois kilomètres. Dans le paragraphe suivant, nous abordons le problème posé par l'amplification optique.

1.2.2 Les composants actifs optiques

La transmission d'un multiplex de canaux de télévision sur une fibre optique nécessite l'emploi de deux composants d'extrémité et quelques fois d'un composant intermédiaire:

- un émetteur électro-optique,
- un récepteur opto-électronique,
- un amplificateur optique.

Aujourd'hui les émetteurs optiques sont conçus à partir de diode laser à double hétérojonction dite *diode laser DFB*⁶. Ce type de diode présente l'avantage de générer peu de distorsions non-linéaires d'ordre pair. Cette particularité n'apparaît pas lorsque nous employons des diodes laser conventionnelles. Les récepteurs optiques sont conçus à partir de photodiode PIN. L'annexe 2 présente les caractéristiques électriques et optiques des composants d'extrémité suivants: une diode laser DFB PHILIPS CQF62/D et une photodiode PIN PHILIPS CPF31/D. Lorsque le réseau de transfert est long, nous utilisons des amplificateurs optiques pour régénérer les signaux. Le principe de fonctionnement de ce composant est basé sur l'utilisation d'une fibre dopée à l'erbium pompée par une ou deux diodes. Le longueur d'onde de ces diodes dépend de celle utilisée pour la transmission (1300 ou 1550 nm). L'amplificateur optique offre l'avantage d'avoir un faible facteur de

⁶DBF: Distributed Feed-Back

bruit (typiquement 4 dB et 4.5 dB au maximum) et des performances de linéarité comparables à celles d'un amplificateur de transfert de type *Feed-Forward*. L'annexe 3 présente les caractéristiques de l'amplificateur optique THOMLITE FA de THOMSON BROADBAND SYSTEMS. Pour relier tous ces composants, il existe une gamme de composants passifs optiques que nous décrivons dans le paragraphe suivant.

1.2.3 Les composants passifs optiques

De même qu'en technologie coaxiale, il existe deux types de composants passifs optiques: les dérivateurs et de répartiteurs. Leur fonction est identique à celle décrite pour la technologie coaxiale au paragraphe 1.1.4. Ils sont uniquement caractérisés par leur nombre de sorties, leurs pertes d'insertion et leur directivité. Ces paramètres sont sensiblement identiques à ceux des coupleurs et dérivateurs coaxiaux.

Dans les derniers paragraphes, nous avons décrit les principaux dispositifs utilisés sur un réseau câblé . Nous en avons rappelé les caractéristiques et les performances. Le paragraphe suivant présente les architectures de réseaux dans lesquels nous utilisons ces différents dispositifs.

1.3 Architecture des réseaux câblés

L'expérience montre que l'architecture d'un réseau câblé dépend principalement de la technologie employée. Si nous utilisons la technologie du câble coaxial, l'architecture est plutôt distribuée selon une structure arborescente. Pour la fibre optique, nous utilisons de préférence un achitecture commutée du type de celle des réseaux à terminaison en étoile. Nous décrivons dans les paragraphes suivants les caractéristiques de ces architectures en détaillant les structures les plus utilisées.

1.3.1 Les réseaux arborescents

Dans un réseau câblé arborescent, les signaux issus de la station de tête sont transmis sur plusieurs lignes de transfert. Selon le type de réseau, ces signaux sont ou ne sont pas traités par une station intermédiaire. Depuis cette station,

plusieurs départs de ligne de distribution sont utilisés afin d'alimenter le réseau de raccordement des abonnés. La figure 1-13 présente un schéma synoptique de cette structure.

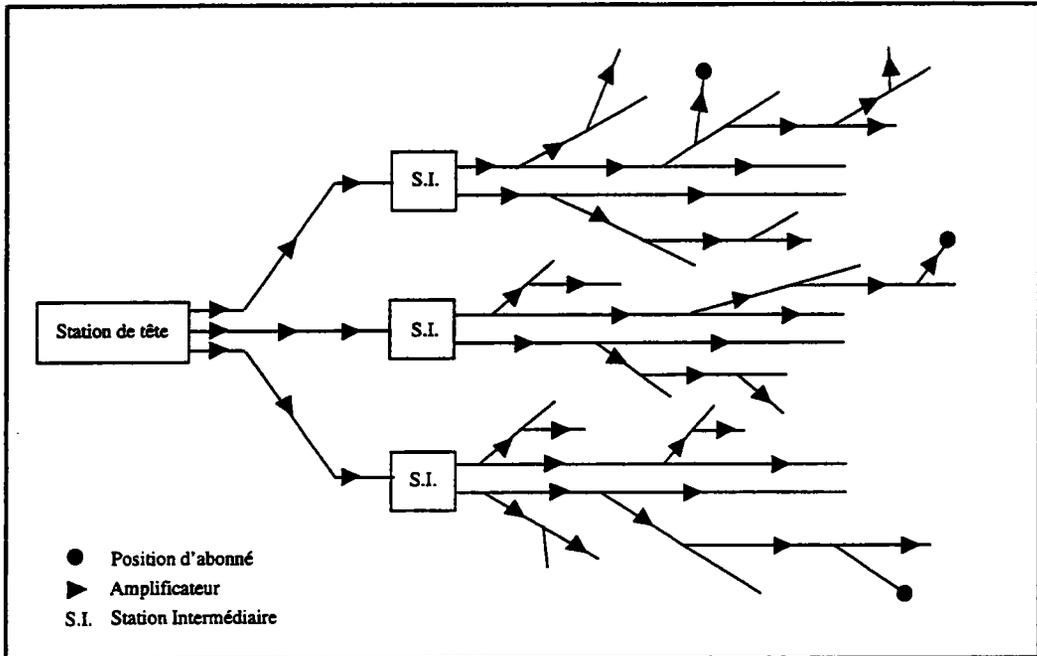


FIG. 1-13 - Schéma synoptique d'un réseau câblé arborescent

Nous distinguons deux grandes classes de réseaux arborescents:

- les réseaux dits *homogènes*,
- les réseaux dits *hétérogènes*.

Un réseau homogène utilise un plan de fréquences identique en transfert et en distribution alors qu'un réseau hétérogène utilise des plans différents. Dans les deux paragraphes suivants, nous décrivons quelques exemples de réseaux appartenant à ces deux catégories.

Les réseaux homogènes

Les premiers réseaux construits aux Etats-Unis, appelés réseaux C.A.T.V.⁷, étaient homogènes. Leurs plans de fréquences utilisent une bande allant jusqu'à

⁷C.A.T.V.: Community Antenna TeleVision

450 ou 550 MHz. La portée maximale de ces réseaux est d'environ 25 kilomètres. Leurs capacités en canaux varient selon le système de télévision; 40 canaux en système L, 50 canaux en système M pour un plan de fréquences allant jusqu'à 450 MHz. Leur adaptation pour la France était particulière puisqu'un sélecteur était nécessaire afin de convertir les canaux situés entre 300 et 450 MHz en canaux compris dans les bandes IV et V. Par la suite, d'autres types de réseaux de ce type ont été mis en service. Les réseaux homogènes 860 MHz représentent une extension des réseaux C.A.T.V.. Leurs plans de fréquences s'étendent jusqu'à 860 MHz. Ils permettent ainsi de recevoir un nombre de canaux identiques à celui d'un réseau C.A.T.V. sans utiliser un sélecteur de canaux. La compatibilité est alors parfaite entre le plan de fréquences et le parc des récepteurs. Cependant, ce type de réseau présente un inconvénient majeur. Leur réseau de transfert ne peut être long du fait de l'affaiblissement des câbles et des faibles performances des transistors aux fréquences voisines de 800 MHz. Si nous souhaitons diminuer les pertes, nous devons utiliser des câbles de gros diamètre (environ 40 mm). Ces câbles sont chers et difficiles à manipuler. L'autre extension du réseau C.A.T.V. est l'antenne collective. Cette structure est adaptée à la distribution des signaux de télévision dans un immeuble. Dans cet environnement, les distances sont courtes et ne demandent pas d'amplification. Il est alors possible d'utiliser des plans de fréquences contenant des canaux compris entre 47 et 860 MHz.

Afin de pallier aux problèmes posés par les réseaux homogènes 860 MHz, nous utilisons des plans de fréquences différents en transfert et en distribution. Cette structure hétérogène est décrite dans le paragraphe suivant.

Les réseaux hétérogènes

Le réseau hétérogène le plus répandu est le réseau dit $V+U^8$. Le plan de fréquences du réseau de transfert est constitué de canaux compris entre 47 et 450 MHz. Ce réseau de transfert peut atteindre une distance d'environ 20 kilomètres. En station intermédiaire, les fréquences des signaux sont converties de manière à correspondre à des canaux situés entre 47 et 860 MHz. Cette structure permet ainsi de transmettre une cinquantaine de programmes et d'obtenir une compatibilité parfaite entre le plan de fréquences et le parc de récepteurs. Il existe une

⁸V+U: VHF + UHF

architecture dérivée du réseau $V+U$ qui est le réseau $0G$ de FRANCE TELECOM. En remplacement du câble coaxial, le réseau $0G$ utilise des fibres optiques monomodes sur sa partie de transfert. Les signaux transmis sur ces fibres sont modulés en M.A.B.L.R.. Les composants d'extrémité ainsi que les composants passifs sont ceux décrits dans les paragraphes 1.2.2 et 1.2.3. PORTENSEIGNE a développé un second type de réseau hétérogène. Ce réseau, beaucoup moins employé que le précédent, utilise deux câbles dans sa partie de transfert. Sur l'un des câbles, environ 30 canaux de télévision sont transmis entre 47 et 480 MHz. L'autre câble transmet une dizaine de canaux situés entre 225 et 450 MHz. Ces dix canaux sont ensuite convertis en bloc entre 470 et 860 MHz en station intermédiaire. Grâce à cette structure, il est alors possible de transmettre 40 canaux de télévision entièrement compatibles avec le parc des récepteurs.

Dans les paragraphes précédents, nous avons rappelé quelques caractéristiques des réseaux câblés arborescents les plus répandus. Nous abordons maintenant la description des réseaux à d'architecture en étoile.

1.3.2 Les réseaux étoilés

Dans une architecture en étoile, les signaux issus de la station de tête empruntent plusieurs lignes de transfert pour parvenir aux différents centres de commutation. La distance couverte par ces lignes de transfert est identique à celle d'une réseau arborescent. De ces centres de commutation, un grand nombre de lignes de distribution permettent de relier l'utilisateur au réseau. Les lignes de distribution forment alors une étoile autour du centre de commutation dont les branches parcourent une distance d'environ 300 mètres. Ces lignes de distribution peuvent être aussi raccordées à leurs extrémités à d'autres centres de commutation. Ces derniers sont souvent appelés *mini-étoiles*. La figure 1-14 présente un schéma synoptique de cette architecture.

A l'origine, ces réseaux ont été conçus de manière à pouvoir contrôler l'accès des usagers à certains programmes. En effet, les centres de commutation permettent d'autoriser une diffusion de programmes de télévision vers un abonné en utilisant une liaison bi-directionnelle autrement appelée *voie de retour*. Le point central de l'étoile peut ainsi fournir un ou deux canaux à l'abonné. La communication des informations de commutation entre l'utilisateur et le point central de

l'étoile s'effectue selon deux techniques d'accès:

- une technique dite de *polling* pour laquelle tous les usagers sont interrogés successivement,
- une technique d'accès simultané par écoute de porteuses générées par chaque boîtier de communication et modulées numériquement.

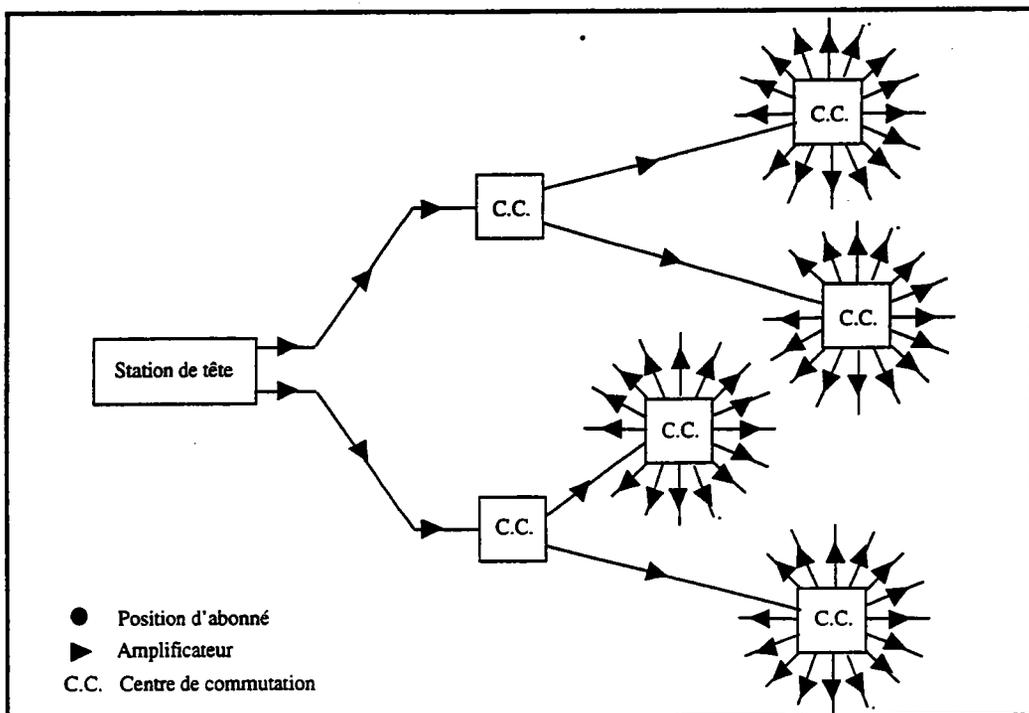


FIG. 1-14 - Schéma synoptique d'un réseau câblé en étoile

Selon la technologie utilisée en distribution, nous distinguons trois types de réseaux à architecture en étoile:

- les réseaux coaxiaux (transfert et distribution),
- les réseaux à terminaisons en fibre optique,
- les réseaux à terminaisons bifilaires.

Les réseaux entièrement conçus en technologie coaxiale utilisent une architecture de transfert arborescente sur laquelle sont distribués une trentaine de canaux

de télévision. La liaison établie entre le centre de commutation et l'abonné peut atteindre une longueur de 300 mètres (selon le type de câble).

Les réseaux en étoile à terminaison en fibre optique possèdent un avantage par rapport à la structure entièrement coaxiale. En effet, avec une fibre optique, la longueur de la liaison centre de commutation-abonné peut atteindre 1 kilomètre. Cela permet de raccorder un nombre beaucoup plus important d'utilisateurs sur une même branche de l'étoile. Ce type de réseau, développé par FRANCE TELECOM sur le nom de *Réseau 1G*, peut distribuer un ou deux programmes simultanés. La gestion des services (audiovisuels et interactifs) est réalisée par une liaison bidirectionnelle optique ou coaxiale entre les centres de commutation et la station de tête.

Les réseaux à terminaison bifilaire sont les moins répandus. Le réseau de transfert bifilaire alimente plusieurs centres de commutation. De ces centres partent un grand nombre de lignes de distribution d'une longueur d'environ 1 kilomètre qui alimentent une multitude de mini-étoiles. Les mini-étoiles possèdent des branches longues d'environ 750 mètres. Les lignes de transfert et de distribution sont constituées d'autant de paires bifilaires qu'il y a de programmes à transmettre. Cette structure permet de distribuer l'ensemble des programmes vers les centres commutateurs. L'abonné est relié au centre de commutation par l'intermédiaire de la liaison bifilaire. Il peut alors sélectionner un programme parmi l'ensemble proposé. Lorsque le réseau de transfert est long (supérieur à 5 kilomètres), il est alors possible de remplacer les liaisons bifilaires par des fibres optiques.

Dans les paragraphes précédents, nous avons décrit les principales architectures de réseaux câblés à structure arborescente et étoilée. Nous pouvons maintenant établir une analyse comparative de leurs avantages et inconvénients respectifs.

1.3.3 Avantages et inconvénients de ces architectures

L'avantage principal d'un réseau câblé à structure arborescente est sa parfaite adaptation à toute densité d'habitation. De plus, ce type de réseau permet de recevoir l'ensemble des programmes transmis simultanément. Par contre, il n'intègre pas la fonctionnalité de contrôle d'accès et la mise en œuvre de services

interactifs est difficile. Les avantages des réseaux à architecture en étoile sont les inconvénients de réseaux arborescents. En effet, l'existence de centres de commutation au centre des étoiles permet un contrôle d'accès aux programmes. Ces centres facilitent aussi l'utilisation de services interactifs sur la voie de retour. Cependant, l'ensemble des programmes transmis sur ce type de réseau câblé ne sont pas disponibles simultanément chez l'utilisateur. Cela représente une difficulté pour les abonnés possédant plusieurs récepteurs et désirant recevoir plus de deux programmes simultanément. Par ailleurs, ce type d'architecture est mal adapté aux zones d'habitations peu denses.

En conclusion, nous observons que l'architecture d'un réseau câblé dépend d'une part, de la technologie choisie et d'autre part de la densité des habitations qu'il dessert. Ce dernier paramètre semble être actuellement décisif dans le choix de l'une ou l'autre des solutions proposées précédemment. Par ailleurs, nous devons signaler l'émergence de deux technologies nouvelles et prometteuses, la distribution micro-onde d'un multiplex de programme autrement appelé *M.M.D.S.*⁹ et le *M.V.D.S.*¹⁰. La première technologie permet la diffusion d'un multiplex de signaux audiovisuels par voie hertzienne hyperfréquence d'un point central vers l'utilisateur. L'abonné reçoit ces signaux à l'aide d'une antenne parabolique et un ensemble convertisseur de fréquence-démodulateur les rend compatibles avec tous les types de récepteurs. Cette structure permet ainsi de s'affranchir des réseaux de distribution et de raccordement utilisés en technologies coaxiale ou à fibres optiques. L'autre technologie citée, le *M.V.D.S.*, transmet dans une bande hyperfréquence un multiplex de programmes d'un site principal vers un site secondaire. Elle nous permet ainsi de nous dispenser du réseau de transfert. Ces deux techniques sont très intéressantes de part leurs faibles coûts de mise en œuvre par rapport à ceux d'un réseau câblé coaxial ou optique. Cependant, elles n'éliminent pas le problème fondamental posé par la génération de distorsions non-linéaires due à l'émetteur *M.M.D.S.* ou *M.V.D.S.*

1.3.4 La situation à TéléDiffusion de France

TéléDiffusion de France est maître d'œuvre et exploitant de réseaux câblés depuis le milieu des années 1970. La totalité des réseaux TDF a été conçue en

⁹*M.M.D.S.*: Multipoint Multichannel Distribution System

¹⁰*M.V.D.S.*: Multipoint Video Distribution System

technologie coaxiale. Leur architecture est de type arborescent hétérogène. Cependant depuis quelques années, TDF réalise l'ingénierie de ses nouveaux réseaux selon une architecture homogène. Les plans de fréquences du réseaux de transfert et du réseau de distribution sont alors identiques en transfert et en distribution. Aussi depuis quelques mois, TéléDiffusion de France utilise des architectures où le réseau de transfert transmission M.A.B.L.R. sur des fibres optiques monomodes. Le réseau de distribution est toujours réalisé en câble coaxial.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre d'introduction aux technologies mises en œuvre dans le domaine de la distribution de programmes audiovisuelles par câble, nous avons rappelé des notions importantes concernant l'architecture des réseaux câblés, les matériels utilisés et les principaux problèmes rencontrés en ingénierie. Nous avons particulièrement développé les problèmes liés à la linéarité de dispositifs actifs, principalement celle des amplificateurs. Nous avons constaté que la modélisation de leur comportement non-linéaire apportait des informations importantes en matière d'ingénierie (nombre maximum d'amplificateurs cascadables), de qualité subjective des signaux transmis et d'organisation de plans de fréquences. Plusieurs modèles non-linéaires existent mais leurs domaines d'application sont restreints. Ces modèles sont fréquemment adaptés à un type de dispositif actif (transistor, tube à onde progressive). Dans le chapitre suivant, nous détaillons l'application à un amplificateur de réseau câblé de l'un des formalismes les plus utilisés pour modéliser un transistor, le modèle de Volterra.

Chapitre 2

Le modèle de Volterra

2.1 Introduction

Le besoin de connaître le comportement non-linéaire d'un dispositif actif tel qu'un amplificateur est à l'origine d'un grand nombre de travaux. La plupart d'entre-eux utilise comme hypothèse de base un développement en séries de Volterra du signal de sortie du système. Cette technique de modélisation des dispositifs non-linéaires a été introduite par Wiener en 1942 [WIE42]. Les automaticiens, Flake en particulier, ont été les premiers à utiliser ses travaux pour résoudre les problèmes posés par les systèmes non-linéaires [FLA63]. Le développement en série de Volterra ainsi que la seconde méthode de Lyapounov permettaient alors de modéliser des systèmes décrits par une plus grande classe d'équations différentielles. Dans le domaine de l'électronique, l'application de cette technique pour modéliser les distorsions non-linéaires générées par un transistor a été réalisée par Narayanan [NAR67]. L'auteur considérait un modèle de transistor dit en T faiblement non-linéaire et dont les distorsions étaient dépendantes de la fréquence. Cette référence présente par ailleurs des résultats préliminaires intéressants concernant la modélisation de cascade de transistors. Les résultats de cette étude ont été confirmés par la publication d'un article plus complet [NAR69]. D'autres travaux dont ceux de Maurer *et al.* ont eu pour objet l'étude des distorsions non-linéaires du troisième ordre générées par un transistor soumis à un bruit aléatoire de type gaussien et de moyenne nulle. Les résultats obtenus par simulations étaient semblables à ceux obtenus par la mesure dans une gamme de fréquences comprises entre 60 kHz et 12 MHz [MAU68]. Des études similaires étaient menées par Mircea *et al.* d'une part et par Narayanan d'autre part,

en considérant une structure d'amplification avec boucle de retour dite *Feed-Back* [MIR69] [NAR70]. Bedrossian *et al.* étaient les premiers à examiner l'efficacité du développement en séries de Volterra pour observer la linéarité d'un dispositif présentant un effet de mémoire, soumis à une somme de deux ou trois sinusoïdes et d'un bruit gaussien [BED71]. Jusqu'ici, l'intégralité des études utilisant une décomposition en séries de Volterra a été réalisée à partir d'un transistor bipolaire basse-fréquence. En 1973, Narayanan *et al.* ont publié les résultats de l'analyse du comportement non-linéaire d'un transistor en utilisant le modèle à contrôle de charge et les séries de Volterra. Les résultats de simulations obtenus étaient proches des mesures jusqu'à des fréquences voisines de la centaine de megahertz. L'article le plus complet dans ce domaine a été publié en 1974 par Bussgang *et al.* [BUS74]. Ces travaux donnent les expressions générales des distorsions d'intermodulation et de transmodulation en fonction des noyaux de la série de Volterra calculés pour un amplificateur à transistor. Ils donnent en particulier les expressions des rapports d'intermodulation pour un système soumis à un signal d'entrée composé de deux porteuses pures. Les résultats obtenus étaient à l'origine de tous les travaux publiés dans ce domaine par la suite tels que ceux de Bouville au C.C.E.T.T. [BOU77] [BOU78] et de Fernandez *et al.* au C.N.E.T. en 1979 [FER79]. Plus récemment, cette technique était à l'origine de nombreuses études de modélisation de transistors haute-fréquences de type FET et MESFET [YAQ82] [MIN80].

Dans le cadre d'études concernant des liaisons numériques hertziennes et satellites, d'autres auteurs semblent s'intéresser de nouveau à cette technique. En effet, le défaut de linéarité d'un tube à onde progressive est très proche de celui d'un transistor à effet de champ. Le développement en séries de Volterra du signal de sortie d'un tel dispositif offre ainsi la possibilité de modéliser les distorsions non-linéaires générées par un T.O.P.¹. De ce fait, les résultats de cette modélisation permettent de mettre en œuvre des techniques de pré-correction ou d'égalisation des distorsions non-linéaires [KAR89a] [KAR89b] [KAR91].

Dans ce chapitre, nous proposons une application du formalisme de décomposition en séries de Volterra au signal de sortie d'un amplificateur de réseau câblé. Auparavant, nous rappelons la méthodologie de résolution des équations

¹T.O.P.: Tube à Onde Progressive

intégré-différentielles menant à la décomposition en séries de Volterra.

2.2 Séries de Volterra

Le modèle de Volterra reprend la méthodologie de résolution des équations intégré-différentielles énoncée par V. Volterra [VOL30]. Cette méthodologie est basée sur la notion de fonctionnelle. Une fonctionnelle est une fonction de fonction. Celle-ci peut être notée de la manière suivante [BOU75]:

$$y(t) = \int_a^b F[x(t)] \quad (2.1)$$

avec F la fonctionnelle et $x(t)$ un signal défini dans l'intervalle $[a, b]$. Le signal $x(t)$ est appelé fonction-argument. Les valeurs de la fonction $y(t)$ sont déterminées à partir de celles de $x(t)$ lorsque t varie de a à b .

Dans le cas d'un quadripôle linéaire, Bouville montre que la notion de fonctionnelle apparaît lorsque l'on relie le signal d'entrée $x(t)$ au signal de sortie $y(t)$ par une intégrale de convolution. Nous avons alors la relation:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - \tau)x(\tau)d\tau \quad (2.2)$$

où y est une fonctionnelle de $x(t)$. En utilisant la notation introduite en 2.1, nous pouvons écrire que:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} F[x(t), \tau]. \quad (2.3)$$

Plus généralement, une fonctionnelle linéaire du premier ordre s'écrit:

$$F[x(t)] = \int_a^b k_1(t)x(t)dt \quad (2.4)$$

L'expression précédente est déduite de la forme linéaire du premier degré à n variables:

$$P_1(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^n k_i x_i. \quad (2.5)$$

Pour une forme linéaire homogène du second degré s'écrivant:

$$P_2(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_i \sum_j k_{ij} x_i x_j \quad (2.6)$$

la fonctionnelle s'écrit:

$$F_2[x(t)] = \int_a^b \int_a^b k_2(t_1, t_2) x(t_1) x(t_2) dt_1 dt_2. \quad (2.7)$$

La relation 2.7 peut se généraliser pour une fonctionnelle du n-ième ordre:

$$F_n[x(t)] = \int_a^b \dots \int_a^b k_n(t_1, t_2, \dots, t_n) x(t_1) x(t_2) \dots x(t_n) dt_1 dt_2 \dots dt_n. \quad (2.8)$$

Toute fonction peut sous certaines conditions être approximée par un développement polynomial. Il en est de même pour une fonctionnelle. Nous pouvons alors écrire la relation:

$$\begin{aligned} F_n[x(t)] &= k_0 + \int_a^b k_1(t) x(t) dt \\ &+ \frac{1}{2!} \int_a^b \int_a^b k_2(t_1, t_2) x(t_1) x(t_2) dt_1 dt_2 + \dots \\ &+ \frac{1}{p!} \int_a^b \dots \int_a^b k_n(t_1, t_2, \dots, t_n) x(t_1) x(t_2) \dots x(t_n) dt_1 dt_2 \dots dt_n. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Pour un quadripôle non-linéaire soumis à un signal d'entrée $x(t)$ et observé à un instant τ , en vertu du principe de causalité, nous pouvons écrire le développement en série de fonctionnelles suivant:

$$\begin{aligned} F_n[x(t), \tau] &= \int_{-\infty}^{\tau} h_1(t, \tau) x(t) dt \\ &+ \int_0^{\tau} \int_0^{\tau} h_2(t_1, t_2, \tau) x(t_1) x(t_2) dt_1 dt_2 + \dots \\ &+ \int_0^{\tau} \dots \int_0^{\tau} h_n(t_1, t_2, \dots, t_n, \tau) x(t_1) x(t_2) \dots x(t_n) dt_1 dt_2 \dots dt_n. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Dans la relation 2.10, nous n'avons pas considéré la composante continue k_0 et les noyaux k sont devenus les noyaux h en intégrant les coefficients du type $1/n!$. Si nous considérons le système stationnaire, cette même relation peut alors s'écrire:

$$\begin{aligned}
 F_n[x(t), \tau] &= \int_0^\tau h_1(\tau - t)x(t)dt \\
 &+ \int_0^\tau \int_0^\tau h_2(\tau - t_1, \tau - t_2)x(t_1)x(t_2)dt_1dt_2 + \dots \\
 &+ \int_0^\tau \dots \int_0^\tau h_n(\tau - t_1, \dots, \tau - t_n)x(t_1) \dots x(t_n)dt_1 \dots dt_n.
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

L'expression 2.11 est appelée développement en séries de Volterra de la fonctionnelle $y(t)$. Tout quadripôle actif pouvant être représenté par ce type d'équation, cette méthodologie peut être appliquée à l'analyse de leur comportement non-linéaire [WIE58]. On montre par ailleurs que le développement en séries de Volterra converge pour tout système non-linéaire (déterministe et stochastique) [KU 66]. Dans le cas particulier où les noyaux $h_1(t)$, $h_2(t_1, t_2)$ et $h_n(t_1, t_2, \dots, t_n)$ sont constants et égaux respectivement à k'_1 , k'_2 et k'_3 , nous pouvons simplifier l'expression 2.11. Le développement de la fonctionnelle de $x(t)$ jusqu'au troisième ordre s'écrit:

$$\begin{aligned}
 F_3[x(t), \tau] &= \int_0^\tau k'_1 \delta(\tau - t)x(t)dt \\
 &+ \int_0^\tau \int_0^\tau k'_2 \prod_{i=1}^2 \delta(\tau - t_i)x(t_i)dt_i \\
 &+ \int_0^\tau \int_0^\tau \int_0^\tau k'_3 \prod_{i=1}^3 \delta(\tau - t_i)x(t_i)dt_i
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

d'où

$$F_n[x(t), \tau] = k'_1 x(t) + k'_2 x^2(t) + k'_3 x^3(t).
 \tag{2.13}$$

Nous constatons que l'expression 2.13 est identique à celle du développement polynomial considéré par Simons et décrit au paragraphe 1.1.3. Nous remarquons

que si un système non-linéaire peut être défini par une relation de ce type, il ne présente pas d'effet de mémoire. Dans le prochain paragraphe, nous appliquons ce développement à une structure non-linéaire particulière, un amplificateur.

2.3 Application du modèle de Volterra

Dans ce paragraphe, nous appliquons le formalisme de résolution d'une équation intégral-différentielle à un amplificateur de réseau câblé. L'amplificateur est considéré comme étant constitué de deux parties distinctes [LEO78]: la première représente la fonction de transfert linéaire et la seconde représente la fonctionnelle non-linéaire de l'amplificateur. La figure 2-1 présente un schéma synoptique de cette représentation de l'amplificateur. Sur cette figure, $h(t)$ est la fonction de transfert linéaire de l'amplificateur et $F[s(t)]$ symbolise la fonctionnelle non-linéaire dont l'expression mathématique s'écrit:

$$F[s(t)] = k_2 s^2(t) + k_3 s^3(t) \tag{2.14}$$

où k_2 et k_3 sont des constantes propres à l'amplificateur et indépendantes du temps.

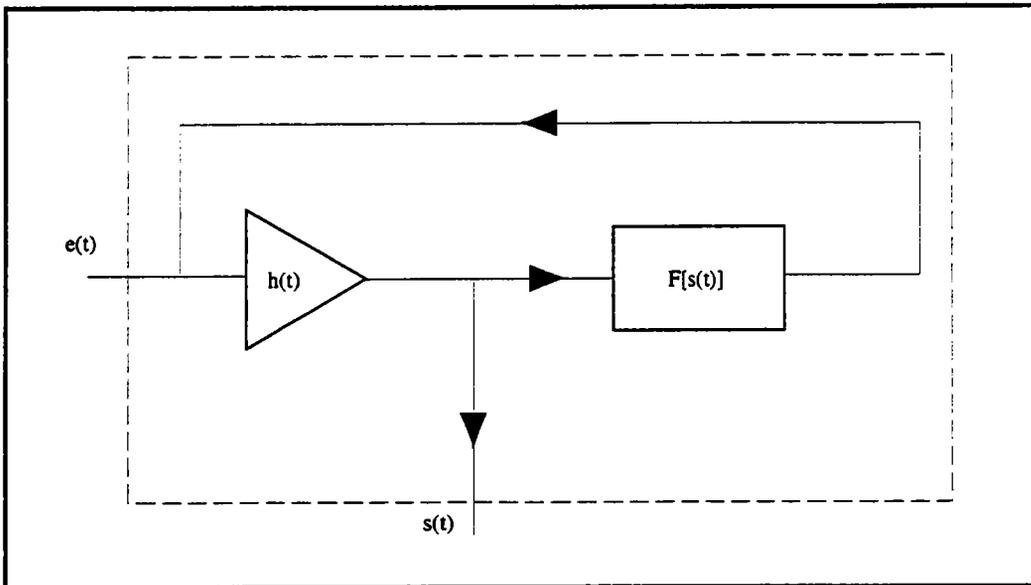


FIG. 2-1 - Représentation schématique d'un amplificateur non-linéaire

A l'aide de cette relation, nous déterminons l'expression des noyaux de Volterra associés à la structure schématisée sur la figure 2-1. La fonction de transfert linéaire $h(t)$ est définie de la façon suivante:

$$h(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ h(t) & \text{si } t \geq 0. \end{cases} \quad (2.15)$$

D'après cette figure, nous déduisons l'expression temporelle du signal de sortie de l'amplificateur:

$$s(t) = h(t) * \{e(t) + F[s(t)]\}. \quad (2.16)$$

Le développement du produit de convolution de la relation 2.16 fait apparaître l'équation intégral-différentielle régissant le fonctionnement de l'amplificateur:

$$s(t) = g(t) + \int_0^{+\infty} h(t - \tau) F[s(\tau)] d\tau \quad (2.17)$$

où $g(t)$ est la composante linéaire du signal de sortie:

$$g(t) = \int_0^{+\infty} h(t - \tau) e(\tau) d\tau. \quad (2.18)$$

En tenant compte de la définition de la fonctionnelle non-linéaire $F[s(t)]$, la relation 2.17 devient:

$$s(t) = g(t) + \int_0^{+\infty} h(t - \tau) [k_2 s^2(\tau) + k_3 s^3(\tau)] d\tau. \quad (2.19)$$

L'équation intégral-différentielle 2.19 possède une solution s'exprimant sous la forme de la série de Volterra:

$$s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} s_{s_n}(t) \quad (2.20)$$

avec

$$s_{s_1}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau_1) g(t - \tau_1) d\tau_1 \quad (2.21)$$

et

$$s_{s_2}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) g(t - \tau_1) g(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (2.22)$$

et de manière plus générale

$$s_{s_n}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) g(t - \tau_1) \cdots g(t - \tau_n) d\tau_1 \cdots d\tau_n \quad (2.23)$$

où les termes $h_i(\tau_1, \dots, \tau_i)$ sont appelés *noyaux de Volterra*.

2.3.1 Expression temporelle des noyaux de Volterra

A partir des relations précédentes, nous pouvons déterminer l'expression temporelle des noyaux de Volterra h_i de l'amplificateur en substituant $s(t)$ par $s_s(t)$ dans la relation 2.19. Ensuite, nous identifions deux à deux les termes de même ordre des relations 2.20 et 2.19. Nous entendons par ordre le nombre de fois où la valeur d'entrée $g(t_i)$ est multipliée par la valeur $g(t_j)$. Avec cette hypothèse, le terme s_{s_n} est d'ordre n et le produit $s_{s_i} \cdot s_{s_j}$ est d'ordre $(i + j)$.

Pour le premier ordre, le terme linéaire de la relation 2.19 est représenté par l'intégrale de convolution $g(t)$. Nous pouvons ainsi identifier le terme de premier ordre de la série de Volterra avec l'expression de $g(t)$:

$$s_{s_1}(t) = g(t) \quad (2.24)$$

d'où finalement

$$h_1(t) = \delta(t) \quad (2.25)$$

où $\delta(t)$ est la fonction impulsion de Dirac.

Pour le terme de second ordre, il n'apparaît à droite dans la relation 2.19 que lorsque la série considérée est un carré. D'autre part, nous avons vu que le carré d'un terme de premier ordre est un terme de second ordre. En identifiant les termes de second ordre, nous obtenons:

$$s_{s_2}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) k_2 s_{s_1}^2(t - \tau) d\tau \quad (2.26)$$

d'où

$$s_{s_2}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) k_2 \left[\int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau_1) g(t - \tau - \tau_1) \right]^2 d\tau. \quad (2.27)$$

En utilisant l'expression 2.24, nous pouvons simplifier l'expression précédente:

$$s_{s_2}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} k_2 h(\tau) g(t - \tau) d\tau. \quad (2.28)$$

Puisque le terme à droite de l'expression 2.28 ne possède qu'une seule intégration et que par définition $s_{s_2}(t)$ en possède deux, la dépendance en τ_2 doit être une fonction de Dirac. Nous pouvons alors écrire la relation:

$$h(\tau_1, \tau_2) = k_2 h(\tau_1) \delta(\tau_1 - \tau_2). \quad (2.29)$$

Le processus est identique pour le troisième ordre. Dans le noyau d'ordre 3, nous trouvons deux termes à droite dans la relation 2.19. Le premier provient du terme croisé de $s_{s_1}(t)$ et $s_{s_2}(t)$. Le second représente le cube de $s_{s_1}(t)$. L'expression de $s_{s_3}(t)$ s'écrit alors:

$$s_{s_3}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \left[k_2 (2s_{s_1}(t - \tau) s_{s_2}(t - \tau)) + k_3 s_{s_1}^3(t - \tau) \right] d\tau. \quad (2.30)$$

D'après la relation 2.26, nous avons:

$$s_{s_2}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} k_2 h(\nu) s_{s_1}^2(t - \tau - \nu) d\nu. \quad (2.31)$$

De l'expression 2.24, nous pouvons insérer $g(t)$ dans la relation précédente. Cependant, l'argument n'est pas correct pour un terme de la série de Volterra. Pour résoudre ce problème, nous posons:

$$\tau_2 = \tau + \nu. \quad (2.32)$$

Puisque τ n'est pas une variable, nous avons alors:

$$\tau_2 = \tau + \nu \quad \nu = \tau_2 - \tau \quad d\nu = d\tau_2. \quad (2.33)$$

La relation 2.31 devient ainsi:

$$s_{s_2}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} k_2 h(\tau_2 - \tau) g^2(t - \tau_2) d\tau_2. \quad (2.34)$$

En revenant à la relation de $s_{s_3}(t)$, nous obtenons:

$$\begin{aligned} s_{s_3}(t) &= \int \int_{-\infty}^{+\infty} 2k_2 h(\tau) g(t - \tau) h(\tau_2 - \tau) g^2(t - \tau_2) \\ &+ \int_{-\infty}^{+\infty} k_3 h(\tau_1) g^3(t - \tau) d\tau. \end{aligned} \quad (2.35)$$

La relation 2.19 et l'expression précédente nous permettent par identification de déterminer l'expression du noyau d'ordre 3:

$$h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = 2k_2^2 h(\tau_1)h(\tau_1 - \tau_2)\delta(\tau_2 - \tau_3) + k_3 h(\tau_1)\delta(\tau_2 - \tau_1)\delta(\tau_2 - \tau_3) \quad (2.36)$$

Ce formalisme peut se poursuivre afin de déterminer les expressions temporelles de noyaux de Volterra d'ordre 4 et 5. Les noyaux d'ordre 2 et 3 sont les réponses impulsionnelles non-linéaires d'un amplificateur. Nous pouvons alors en déduire les expressions des fonctions de transfert non-linéaires de ce dispositif. Ces calculs sont décrits dans la paragraphe suivant.

2.3.2 Expression fréquentielle des noyaux de Volterra

Le passage de la forme temporelle à la forme fréquentielle des noyaux non-linéaires se fait à l'aide de la transformée de Fourier. Pour la fonction de transfert d'ordre 2, nous utilisons une transformée de Fourier bi-dimensionnelle de l'expression 2.29. Nous obtenons alors la relation:

$$\begin{aligned} H_2(f_1, f_2) &= \int \int_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) e^{-j2\pi\tau_1 f_1} e^{-j2\pi\tau_2 f_2} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int \int_{-\infty}^{+\infty} k_2 h(\tau_1 + \tau_2) e^{-j2\pi\tau_1 f_1} e^{-j2\pi\tau_2 f_2} d\tau_1 d\tau_2 \end{aligned} \quad (2.37)$$

d'où finalement

$$H_2(f_1, f_2) = k_2 H(f_1 + f_2). \quad (2.38)$$

Nous opérons de manière similaire pour obtenir la fonction de transfert de troisième ordre. En utilisant une transformée de Fourier tri-dimensionnelle, il vient alors:

$$H_3(f_1, f_2, f_3) = \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) e^{-j2\pi\tau_1 f_1} e^{-j2\pi\tau_2 f_2} e^{-j2\pi\tau_3 f_3} d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3. \quad (2.39)$$

En développant cette relation et en utilisant l'expression 2.36, nous obtenons:

$$\begin{aligned} H_3(f_1, f_2, f_3) &= \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} k_3 h(\tau_1)\delta(\tau_1 - \tau_2)\delta(\tau_2 - \tau_3) e^{-j2\pi(\tau_1 f_1 + \tau_2 f_2 + \tau_3 f_3)} d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 \\ &+ \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} 2k_2^2 h(\tau_1)h(\tau_1 - \tau_2)\delta(\tau_2 - \tau_3) e^{-j2\pi(\tau_1 f_1 + \tau_2 f_2 + \tau_3 f_3)} d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 \end{aligned} \quad (2.40)$$

Nous posons:

$$\begin{aligned}
\Gamma_3(f_1, f_2, f_3) &= \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} 2k_2^2 h(\tau_1) h(\tau_1 - \tau_2) \delta(\tau_2 - \tau_3) e^{-j2\pi(\tau_1 f_1 + \tau_2 f_2 + \tau_3 f_3)} d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 \\
&= \int \int_{-\infty}^{+\infty} 2k_2^2 h(\tau_1) h(\tau_2 - \tau_1) e^{-j2\pi\tau_1 f_1} e^{-j2\pi\tau_2(f_2 - f_3)} d\tau_1 d\tau_2 \\
&= 2H(f_2 - f_3) \int_{-\infty}^{+\infty} k_2^2 h(\tau_1) e^{-j2\pi\tau_1(f_1 - f_2 + f_3)} d\tau_1 \\
&= 2k_2^2 H(f_2 - f_3) H(f_1 - f_2 + f_3).
\end{aligned} \tag{2.41}$$

et nous obtenons ainsi la fonction de transfert non-linéaire d'ordre 3 de l'amplificateur:

$$H_3(f_1, f_2, f_3) = k_3 H(f_1 + f_2 + f_3) + \Gamma(f_1, f_2, f_3). \tag{2.42}$$

Cependant, nous pouvons négliger le terme $\Gamma(f_1, f_2, f_3)$ pour un amplificateur de réseau câblé. Cela est dû au fait que le terme k_2^2 est très petit devant le terme k_3 . Nous déduisons ainsi l'expression finale de la fonction de transfert d'ordre 3:

$$H_3(f_1, f_2, f_3) = k_3 H(f_1 + f_2 + f_3) \tag{2.43}$$

Cette fonction de transfert non-linéaire de troisième ordre reste identique pour toutes les combinaisons possibles des trois fréquences f_1 , f_2 et f_3 .

Dans ce paragraphe, nous avons exprimé la forme fréquentielle des noyaux non-linéaires de Volterra. L'intérêt des calculs développés ici est la simplicité des relations obtenues. Nous pouvons maintenant en déduire le spectre de sortie de l'amplificateur. Ce point fait l'objet du paragraphe suivant.

2.3.3 Spectre du signal de sortie de l'amplificateur

L'opérateur de transformation de Fourier F possède la propriété de distributivité devant l'addition. Ainsi, nous pouvons écrire la relation 2.20 dans le domaine de Fourier:

$$\begin{aligned}
F[s(t)] &= F\left[\sum_{n=1}^{\infty} s_{s_n}(t)\right] \\
&= F[s_{s_1}(t)] + F[s_{s_2}(t)] + \dots
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Les relations 2.38 et 2.43 nous permettent de définir la contribution spectrale des termes de second et de troisième ordre de la série de Volterra 2.20. Ces contributions sont respectivement:

$$S_{s_2}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} k_2 H(f_1 + f_2) \delta(f - (f_1 + f_2)) \prod_{i=1}^2 S_{s_1}(f_i) df_i \quad (2.45)$$

et

$$S_{s_3}(f) = \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} k_3 H(f_1 + f_2 + f_3) \delta(f - (f_1 + f_2 + f_3)) \prod_{i=1}^3 S_{s_1}(f_i) df_i \quad (2.46)$$

avec la contribution spectrale linéaire

$$S_{s_1}(f) = G(f) = E(f)H(f) \quad (2.47)$$

Nous pouvons maintenant déterminer l'expression des distorsions d'intermodulation générées à partir des trois porteuses pures. Nous pourrions ainsi faire une comparaison avec les résultats du paragraphe 1.1.3 obtenus en considérant un développement polynomial. Ces calculs sont réalisés dans le paragraphe suivant.

2.3.4 Application au calcul de raies d'intermodulation

Dans ce paragraphe, nous proposons de déterminer l'expression des raies d'intermodulation créées par un amplificateur en fonction de ses noyaux non-linéaires. Considérons le battement triple du type $(f_1 + f_2 - f_3)$ issu de trois porteuses pures de fréquence f_1, f_2 et f_3 , de phase ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 et d'amplitude respective e_1, e_2 et e_3 . Le signal d'entrée de l'amplificateur s'écrit:

$$e(t) = \sum_{i=1}^3 e_i \cdot \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (2.48)$$

Dans le domaine fréquentiel, cette relation devient:

$$\begin{aligned} E(f) &= \frac{1}{2} e_1 [\delta(f - f_1) e^{j\phi_1} + \delta(f + f_1) e^{-j\phi_1}] \\ &+ \frac{1}{2} e_2 [\delta(f - f_2) e^{j\phi_2} + \delta(f + f_2) e^{-j\phi_2}] \\ &+ \frac{1}{2} e_3 [\delta(f - f_3) e^{j\phi_3} + \delta(f + f_3) e^{-j\phi_3}] \end{aligned} \quad (2.49)$$

L'expression 2.46 nous permet de déterminer l'expression de la raie de battement triple de type $(f_1 + f_2 - f_3)$:

$$S_{s_3}(f_1 + f_2 - f_3) = \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} k_3 H(f_1 + f_2 - f_3) \delta(f - (f_1 + f_2 - f_3)) \cdot S_{s_1}(f_1) S_{s_1}(f_2) S_{s_1}(f_3) df_1 df_2 df_3 \quad (2.50)$$

La combinaison des relations 2.50 et 2.49 donne:

$$S_{s_3}(f_1 + f_2 - f_3) = k_3 H(f_1 + f_2 - f_3) [S_{s_1}(f_1) S_{s_1}(f_2) S_{s_1}(f_3)] e^{j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} + S_{s_1}(f_1) S_{s_1}(f_2) S_{s_1}(f_3) e^{-j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} \delta(0) \quad (2.51)$$

La relation 2.51 ne tient pas compte du nombre de combinaisons identiques du type $(f_1 + f_2 - f_3)$ pour calculer le noyau d'ordre 3. En effet, Busgang montre que les noyaux de Volterra sont des fonctions symétriques de leurs variables [BUS74]. Nous devons alors considérer ce paramètre afin de déterminer l'expression exacte de la raie de battement triple. Dans notre cas, ce paramètre est égal à $(\frac{n!}{m_1! m_2! m_3!})$, où n est l'ordre de distorsion maximum considéré. Les termes du type m_i représentent le nombre de fois où la variable f_i apparaît dans l'expression du noyau. Nous obtenons finalement l'expression de la composante spectrale relative à la raie raie de battement triple de type $(f_1 + f_2 - f_3)$:

$$\begin{aligned} S_{s_3}(f_1 + f_2 - f_3) &= \left(\frac{3!}{1!1!1!}\right) k_3 H(f_1 + f_2 - f_3) [S_{s_1}(f_1) S_{s_1}(f_2) S_{s_1}(f_3)] \cdot e^{j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} + S_{s_1}(f_1) S_{s_1}(f_2) S_{s_1}(f_3) e^{-j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} \delta(0) \\ &= 6k_3 H(f_1 + f_2 - f_3) [S_{s_1}(f_1) S_{s_1}(f_2) S_{s_1}(f_3)] \cdot e^{j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} + S_{s_1}(f_1) S_{s_1}(f_2) S_{s_1}(f_3) e^{-j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} \delta(0) \end{aligned} \quad (2.52)$$

En considérant l'expression 2.47, l'équation 2.52 s'écrit;

$$S_{s_3}(f_1 + f_2 - f_3) = \frac{3}{4} k_3 H(f_1 + f_2 - f_3) e_1 e_2 e_3 [H(f_1) H(f_2) H(f_3)] e^{j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} + H(f_1) H(f_2) H(f_3) e^{-j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} \delta(0) \quad (2.53)$$

Par ailleurs, la fonction de transfert linéaire $H(f)$ peut aussi être définie par la relation:

$$H(f) = A(f)e^{j\Phi(f)} \quad (2.54)$$

où $A(f)$ et $\Phi(f)$ représentent respectivement le gain et la déphasage introduit par l'amplificateur. En tenant compte de la relation 2.54, l'expression 2.52 correspond à une sinusoïde donnée par la relation:

$$y_3(t) = \frac{3}{2}k_3|H(f_1 + f_2 - f_3)|e_1e_2e_3A(f_1)A(f_2)A(f_3) \cos[2\pi(f_1 + f_2 - f_3)t + \phi_1 + \phi_2 - \phi_3 + \Phi(f_1) + \Phi(f_2) - \Phi(f_3)] \quad (2.55)$$

Nous avons ainsi déterminé l'expression d'une raie de battement triple de type $(f_1 + f_2 - f_3)$ à l'aide du formalisme de Volterra. Cette procédure peut se reproduire pour calculer d'autres raies de distorsions d'intermodulation d'ordre 2 et 3.

Considérons le produit d'intermodulation d'ordre 2 issu de deux porteuses pures f_1 et f_2 d'amplitudes respectives e_1 et e_2 . L'expression du noyau non-linéaire calculé pour ce type de distorsion est donnée par la relation 2.38. La forme fréquentielle de la composante de second ordre de la série de Volterra $S_{s_2}(f)$ est exprimée en 2.45. La combinaison de ces deux relations donne:

$$S_{s_2}(f_1+f_2) = k_2H(f_1+f_2) \left[S_{s_1}(f_1)S_{s_1}(f_2).e^{j(\phi_1+\phi_2)} + S_{s_1}(f_1)S_{s_1}(f_2)e^{-j(\phi_1+\phi_2)} \right] \delta(0) \quad (2.56)$$

En considérant l'expression 2.47, l'équation 2.56 s'écrit;

$$S_{s_2}(f_1+f_2) = k_2H(f_1+f_2)e_1e_2 \left[H(f_1)H(f_2)e^{j(\phi_1+\phi_2)} + H(f_1)H(f_2)e^{-j(\phi_1+\phi_2)} \right] \delta(0) \quad (2.57)$$

La forme temporelle de la relation précédente permet de calculer la composante d'intermodulation d'ordre 2 de type $(f_1 + f_2)$. Cette composante s'écrit alors:

$$y_2(t) = k_2|H(f_1 + f_2)|A(f_1)A(f_2)\cos[2\pi(f_1 + f_2)t + \phi_1 + \phi_2 + \Phi(f_1) + \Phi(f_2)] \quad (2.58)$$

Le processus de détermination des composantes d'intermodulation en fonction des noyaux de Volterra peut se répéter pour tous les types de raies. La somme de

toutes ces composantes forme le signal de sortie de l'amplificateur. L'expression finale de ce signal de sortie $y(t)$ exprimée en fonction des noyaux de Volterra de premier, second et troisième ordre et pour un signal d'entrée composé de trois porteuses pures s'écrit:

$$y(t) = \sum_{i=1}^3 y_n(t) \quad (2.59)$$

avec

$$y_1(t) = \sum_{i=1}^3 A(f_i) |H(f_i)| \cos[2\pi f_i t + \phi_i + \Phi(f_i)]$$

$$y_2(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 A^2(f_i) k_2 [1 + |H(2f_i)| \cos(4\pi f_i t + 2\phi_i + 2\Phi(f_i))] \\ + \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1, j \neq i}^3 A(f_i) A(f_j) k_2 [|H(f_i \pm f_j)| \cos(2\pi(f_i \pm f_j)t + \phi_i \pm \phi_j \\ + \Phi(f_i) \pm \Phi(f_j))]$$

$$y_3(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^3 A^3(f_i) k_3 [|H(3f_i)| \cos(6\pi f_i t + 3\phi_i + 3\Phi(f_i)) \\ + 3|H(f_i)| \cos(2\pi f_i t + \phi_i + \Phi(f_i))] \\ + \frac{3}{4} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1, i \neq j}^3 A(f_i) A^2(f_j) k_3 [2|H(f_i)| \cos(2\pi f_i t + \phi_i + \Phi(f_i))] \\ + |H(f_i \pm 2f_j)| \cos(2\pi(f_i \pm 2f_j)t + \phi_i \pm 2\phi_j + \Phi(f_i) \pm 2\Phi(f_j)) \\ + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1, i > j}^3 \sum_{k=1, j > k, k \neq i}^3 A(f_i) A(f_j) A(f_k) k_3 [|H(\pm f_i \pm f_j \pm f_k)| \\ \cos(2\pi(\pm f_i \pm f_j \pm f_k)t \pm \phi_i \pm \phi_j \pm \phi_k \pm \Phi(f_i) \pm \Phi(f_j) \pm \Phi(f_k))]$$

Nous remarquons que ce développement est semblable à celui obtenu par Simons et décrit au paragraphe 1.1.3. Par le formalisme de Volterra, nous retrouvons les produits d'intermodulation obtenus en considérant une approximation polynomiale de la caractéristique de transfert de l'amplificateur. Dans le paragraphe suivant, nous utilisons le résultat de ce développement afin de calculer de manière pratique, la valeur des noyaux de Volterra. En particulier, nous déterminons l'expression des constantes non-linéaires k_2 et k_3 .

2.3.5 Détermination pratique des noyaux de Volterra

Le développement 2.60 nous permet de redéfinir les relations conduisant aux rapports d'intermodulation d'ordre 2 et 3 exprimées au paragraphe 1.1.3. Nous obtenons ainsi:

$$im2(f_1 + f_2) = \frac{e_1 |H(f_1)|}{k_2 |H(f_1 + f_2)| e_1 |H(f_1)| e_2 |H(f_2)|} \quad (2.60)$$

Après simplifications, le rapport d'intermodulation $im2$ devient:

$$im2(f_1 + f_2) = \frac{1}{k_2 |H(f_1 + f_2)| e_2 |H(f_2)|} \quad (2.61)$$

Il en est de même pour le rapport d'ordre 3:

$$im3(f_1 + f_2 + f_3) = \frac{1}{\frac{3}{2} k_3 |H(f_1 + f_2 + f_3)| e_2 |H(f_2)| e_3 |H(f_3)|} \quad (2.62)$$

Si nous exprimons ces rapports d'intermodulation en dB, nous obtenons:

$$IM2(f_1 + f_2) = 117 - E(f_2) - K_2 - H(f_1 + f_2) - H(f_2) \quad (2.63)$$

et

$$IM3(f_1 + f_2 + f_3) = 230 - K_3 - E(f_2) - E(f_3) - H(f_1 + f_2 + f_3) - H(f_2) - H(f_3) \quad (2.64)$$

où $E(f_2)$ et $E(f_3)$ sont exprimés en $dB\mu V$, $H(f_1 + f_2)$ et $H(f_2)$ en dB. Les coefficients K_2 et K_3 sont les valeurs logarithmiques respectives de k_2 et k_3 . Les noyaux de Volterra d'ordre 2 et 3 s'écrivent alors:

$$\begin{aligned} H_2(f_1, f_2) &= K_2 + H(f_1 + f_2) \\ &= 117 - IM2(f_1 + f_2) - E(f_2) - H(f_2) \end{aligned} \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} H_3(f_1, f_2, f_3) &= K_3 + H(f_1 + f_2 + f_3) \\ &= 230 - IM3(f_1 + f_2 + f_3) - E(f_2) - E(f_3) - H(f_2) - H(f_3) \end{aligned} \quad (2.66)$$

Supposons que les amplitudes des porteuses f_1 , f_2 et f_3 soient égales et que le gain de l'amplificateur soit constant sur la bande de fréquences considérée. Notons

N_e et N_s les amplitudes d'entrée et de sortie, exprimées en dB, des fréquences porteuses. Nous pouvons écrire les relations:

$$H(f_1 + f_2) = H(f_1 + f_2 + f_3) = H(f_1) = H(f_2) = H(f_3) = G \quad (2.67)$$

$$E(f_1) = E(f_2) = E(f_3) = N_e \quad N_s = N_e + G. \quad (2.68)$$

Les rapports d'intermodulation deviennent ainsi des constantes et sont déduits des relations:

$$IM2 = 117 - N_s - K_2 - G \quad (2.69)$$

et

$$IM3 = 230 - K_3 - 2N_s - G \quad (2.70)$$

Dans ce paragraphe, nous avons déterminé les expressions des noyaux d'ordre 2 et 3 de Volterra à partir des mesures de rapports d'intermodulations d'ordre 2 et 3 effectuées sur l'amplificateur. Le paragraphe suivant est consacré au calcul des noyaux de Volterra d'une cascade d'amplificateurs.

2.3.6 Noyaux de Volterra d'une cascade d'amplificateurs

Dans un premier temps, nous déterminons les noyaux de Volterra résultant de la mise en cascade de deux amplificateurs. Les noyaux respectifs de ces amplificateurs sont notés $H_1(f_1)$, $H_2(f_1, f_2)$, $H_3(f_1, f_2, f_3)$ et $H'_1(f_1)$, $H'_2(f_1, f_2)$, $H'_3(f_1, f_2, f_3)$. Bouville montre que les noyaux résultant de cet ensemble s'écrivent [BOU75]:

$$H''_1(f_1) = H_1(f_1)H'_1(f_1) \quad (2.71)$$

$$H''_2(f_1, f_2) = H'_1(f_1 + f_2)H_2(f_1, f_2) + H'_2(f_1, f_2)H_1(f_1)H_1(f_2) \quad (2.72)$$

$$\begin{aligned} H''_3(f_1, f_2, f_3) = & H'_1(f_1 + f_2 + f_3)H_3(f_1, f_2, f_3) \\ & + H'_3(f_1, f_2, f_3)H_1(f_1)H_1(f_2)H_1(f_3) \\ & + H'_2(f_1, f_2 + f_3)H_1(f_1)H_2(f_1, f_2) \\ & + H'_2(f_1 + f_3, f_2)H_2(f_1, f_3)H_1(f_1) \end{aligned} \quad (2.73)$$

Ces trois relations sont directement applicables pour calculer les fonctions de transfert non-linéaires d'un amplificateur de réseau câblé. Ce type d'amplificateur étant constitué de deux étages (voir paragraphe 1.1.3), la connaissance des noyaux de chaque étage permet d'obtenir les fonctions de transfert non-linéaires résultantes.

Dans la seconde partie de ce paragraphe, nous utilisons les résultats exprimés ci-dessus pour calculer les fonctions de transfert non-linéaires d'une ligne d'amplification (voir la figure 2-2). Cette ligne contient des amplificateurs identiques de noyaux non-linéaires $H_1(f)$, $H_2(f_1, f_2)$, $H_3(f_1, f_2, f_3)$. Entre ces amplificateurs sont intercalés des éléments passifs constitués d'une longueur de câble coaxial et d'un égaliseur. Nous notons $G(f)$ la fonction de transfert de ces ensembles.

Des relations 2.71, 2.72 et 2.73, nous déduisons les noyaux résultant de cette ligne d'amplification contenant N tronçons identiques:

$$H_{1,N}(f) = H_1(f_1)Q_1(f_1) \quad (2.74)$$

$$H_{2,N}(f_1, f_2) = H_2(f_1, f_2)Q_2(f_1, f_2) \quad (2.75)$$

$$H_{3,N}(f_1, f_2, f_3) = H_3(f_1, f_2, f_3)Q_3(f_1, f_2, f_3) \quad (2.76)$$

avec

$$Q_1(f_1) = P_1^{N-1}(f_1) \quad (2.77)$$

$$Q_2(f_1, f_2) = \sum_{i=0}^{N-1} P_1^{N-i-1}(f_1 + f_2)P_1^i(f_1)P_1^i(f_2) \quad (2.78)$$

$$Q_3(f_1, f_2, f_3) = \sum_{i=0}^{N-1} P_1^{N-i-1}(f_1 + f_2 + f_3)P_1^i(f_1)P_1^i(f_2)P_1^i(f_3) \quad (2.79)$$

et où

$$\begin{aligned} P_1(f) &= H_1(f)G(f) \\ &= |H_1(f_1)G(f)| \exp \{-j(\phi_0 + 2\pi f\tau)\} \end{aligned} \quad (2.80)$$

Dans la relation 2.80, τ représente le temps de propagation de groupe du tronçon, et ϕ_0 la phase à l'origine de l'argument de la fonction de transfert du tronçon. Le temps de propagation τ est supposé être constant et l'amplification compense intégralement la perte du câble. Nous avons ainsi la relation:

$$|H_1(f_1)G(f_1)| = 1 \quad (2.81)$$

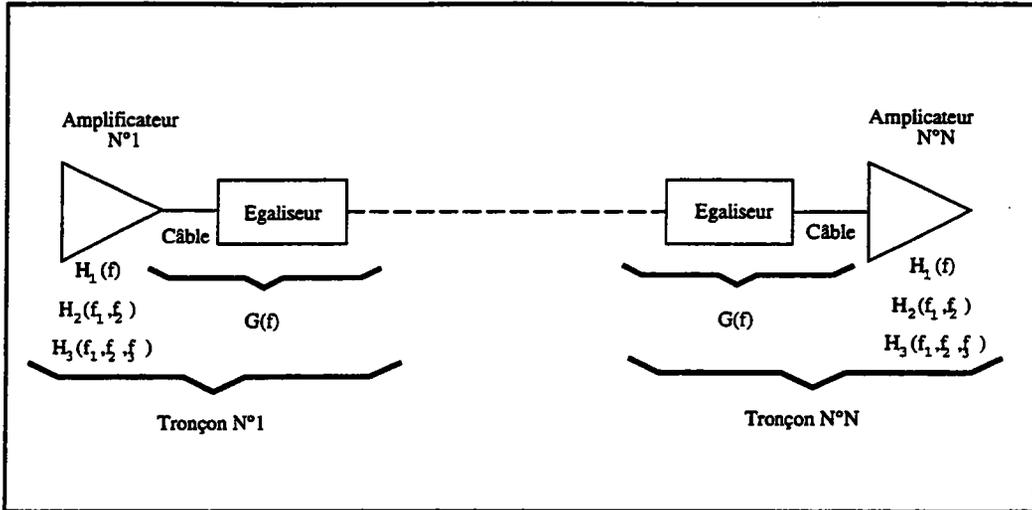


FIG. 2-2 - Schéma synoptique d'une cascade d'amplificateurs non-linéaires de réseau câblé

Nous remarquons qu'une mise en cascade d'amplificateurs et de dispositifs passifs (câble coaxial et amplificateur) a pour effet de multiplier les noyaux non-linéaires de Volterra d'un amplificateur par des coefficients. Ceux-ci dépendent uniquement de la fonction de transfert du dispositif passif et de la fonction de transfert linéaire de l'amplificateur. Par ailleurs, Chang montre que les coefficients multiplicateurs $Q_1(f_1)$, $Q_2(f_1, f_2)$ et $Q(f_1, f_2, f_3)$ prennent une forme très simple en fonction de la phase à l'origine ϕ_0 de la fonction $H_1(f)G(f)$ et du nombre d'amplificateurs N [CHA75]. Il montre aussi que ces coefficients multiplicateurs simplifiés sont fonctions du type de produit d'intermodulation considéré. Le tableau 2.1 donne les expressions de ces coefficients en fonction du type de raie d'intermodulation.

L'interprétation de l'expression de ces coefficients est la suivante. Les produits d'intermodulation présentant un coefficient multiplicatif égal à N s'additionnent selon une loi en tension d'un amplificateur à un autre. Cela concerne la composante continue de second ordre ainsi que les raies d'ordre 3:

- d'auto-expansion (ou d'auto-compression) et de trans-compression (ou trans-expansion),
- d'intermodulation de fréquence positive,

- de battement triple de fréquence positive.

Pour les autres types de produits d'intermodulation, le coefficient multiplicateur est une fonction de N et ϕ_0 . Ce coefficient varie entre 0 et N . Il est alors souvent admis que l'addition de ces produits s'effectue en puissance d'un amplificateur à un autre.

Ordre	Produit d'intermodulation	Coefficient multiplicateur
Premier ordre	f_i	$ Q_1 = 1$
Second ordre	$2f_i$ $f_i + f_j$ $f_i - f_j$	$ Q_2 = \frac{1 - \cos(N\phi_0)}{\sqrt{1 - \cos(\phi_0)}}$
Troisième ordre	f_i $2f_i - f_j \quad (\geq 0)$ $f_i + f_j - f_k \quad (\geq 0)$ $3f_i$ $f_i + 2f_j$ $f_i - 2f_j \quad (\geq 0)$ $f_i + f_j + f_k$ $f_i - f_j - f_k \quad (\geq 0)$	$ Q_3 = N$ $ Q_3 = \frac{1 - \cos(2N\phi_0)}{\sqrt{1 - \cos(\phi_0)}}$

TAB. 2.1 - Coefficients multiplicateurs Q_i en fonction du type de produit d'intermodulation

D'autre part, Chang montre que si la phase à l'origine ϕ_0 est contrôlée, il est alors possible d'annuler les coefficients multiplicateurs correspondants. Les produits affectés de ces coefficients peuvent ainsi disparaître. Les conditions d'annulation sont les suivantes:

- pour les produits de second ordre

$$N = 2k\pi\phi_0 \tag{2.82}$$

- pour les produits de troisième ordre

$$N = k\pi\phi_0 \tag{2.83}$$

En pratique, ce contrôle de phase est très difficile à mettre en oeuvre. Cela explique le choix d'une loi d'addition en puissance des produits d'intermodulation générés sur une cascade, d'un amplificateur à un autre.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait un rappel préalable du concept de fonctionnelle ou fonction de fonction. Ce rappel nous a ensuite permis d'introduire la décomposition d'un signal non-linéaire en série de Volterra. Les calculs développés ont été appliqués à une structure particulière représentative d'un amplificateur de réseau câblé. Nous avons pu en déduire la forme spectrale du signal de sortie de ce dispositif non-linéaire. Nous avons appliqué ces résultats au calcul de produits de distorsions et à la détermination pratique de noyaux de Volterra à partir des mesures de rapport d'intermodulation. Cette étude a montré que ces rapports sont constants en fonction de la fréquence. Seulement, la mesure prouve le contraire. Ainsi pour appliquer ce modèle, il nous faudra considérer une division de la bande en plusieurs sous-bandes à l'intérieur desquelles les noyaux sont constants [EVA93]. Enfin, nous avons exprimé les lois générales d'addition des produits d'intermodulation le long d'une ligne d'amplification telle que l'on peut en rencontrer sur un réseau câblé. L'ensemble des résultats obtenus dans ce chapitre seront exploités dans le chapitre consacré au résultats de simulations des modèles non-linéaires étudiés dans ce mémoire. Dans le chapitre suivant, nous abordons le second modèle étudié, le modèle de Price.

Chapitre 3

Le modèle de Price

3.1 Introduction

Parmi les différentes mesures permettant de caractériser la linéarité d'un amplificateur de réseau câblé, il y a :

- la mesure de rapports d'intermodulation de second et troisième ordre,
- la mesure de la caractéristique de transfert en puissance ou en tension,
- la mesure de battements composites.

Le premier type de mesure est utilisé lorsque nous souhaitons modéliser le dispositif par un développement en séries de Volterra (voir le paragraphe 2.3.5). L'amplitude et la fréquence des raies brouilleuses sont déduites des calculs des noyaux non-linéaires. Ceux-ci sont calculés à partir des mesures de rapport d'intermodulation. Les produits obtenus se cumulent ensuite selon des lois établies et nous permettent d'accéder à la détermination des valeurs de battements composites générés par l'amplificateur et issu de la transmission d'un multiplex fréquentiel. Grâce à la mesure de la caractéristique de transfert en puissance ou en tension d'un amplificateur, nous déduisons graphiquement le point de 1 dB de compression (voir la figure 1-5). Cette mesure nous donne aussi une information concernant la puissance de sortie à la saturation de l'amplificateur. Ces deux paramètres offrent des informations importantes concernant la linéarité d'un amplificateur. Cependant, ils ne nous permettent pas d'observer le comportement du dispositif soumis à un multiplex fréquentiel. Pour obtenir une telle information, nous devons approximer cette caractéristique par un développement de Taylor. Ce

développement est identique à celui utilisé par Simons pour décrire le phénomène d'intermodulation (voir le paragraphe 1.1.3). Cette approximation polynomiale s'écrit :

$$y(t) = k_1.x(t) + k_2.x(t)^2 + k_3.x(t)^3 + \dots + k_N x(t)^N. \quad (3.1)$$

A l'aide de ce développement et d'une approche statistique du signal transmis, il est possible de déterminer d'une part, la densité spectrale de puissance du signal utile et d'autre part, la densité spectrale de puissance des distorsions d'intermodulation. La comparaison de ces densités nous conduit à la détermination des valeurs des battements composites générés par le dispositif actif et issus de la transmission d'un multiplex fréquentiel.

Dans ce chapitre, nous décrivons cette modélisation stochastique et nous l'appliquons à un signal d'entrée composé d'un ensemble de porteuses. Cependant, une analyse statistique du signal d'entrée peut nous permettre une simplification des calculs. Cette analyse fait l'objet du paragraphe suivant.

3.2 Analyse statistique du signal d'entrée

Le signal transmis sur un réseau câblé est constitué d'un ensemble de porteuses radiofréquences modulées par des signaux audios et vidéos. Chacune de ces porteuses est générée indépendamment des autres. Nous pouvons alors considérer que le signal transmis est une somme de signaux statistiquement indépendants. Si le nombre de porteuses est important, en raison du théorème de la limite centrale, le signal d'entrée $x(t)$ peut être considéré comme un signal gaussien de moyenne nulle. Sa densité de probabilité s'écrit :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right\}. \quad (3.2)$$

Cette hypothèse, vérifiée de manière pratique par Joshi *et al.*, nous permet de décrire statistiquement la densité spectrale de puissance du signal en sortie de l'amplificateur [JOS92]. Ce calcul est développé dans le paragraphe suivant.

3.3 Densité spectrale de puissance du signal de sortie d'un amplificateur

D'après le théorème de Wiener-Khinchine, la densité spectrale de puissance d'un processus aléatoire stationnaire est la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation. Le problème de détermination de la densité spectrale de puissance du signal de sortie nous ramène alors au calcul de sa fonction d'autocorrélation $R_y(\tau)$. Dans l'hypothèse d'une excitation gaussienne de moyenne nulle et d'une non-linéarité du type

$$y(t) = x^n(t) \quad (3.3)$$

cette fonction d'autocorrélation s'écrit:

$$R_y(\tau) = j^{-2n} \frac{\partial^{2n} \Pi_x(\nu, \nu)}{\partial \nu^n \partial \nu^n} \quad \text{pour } \nu = \nu = 0 \quad (3.4)$$

avec la fonction caractéristique du second ordre $\Pi_x(\nu, \nu)$ définie par:

$$\begin{aligned} \Pi_x(\nu, \nu) &= E \{ \exp[j(\nu x_1 + \nu x_2)] \} \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} p(x_1, x_2, \tau) e^{j(\nu x_1 + \nu x_2)} dx_1 dx_2 \end{aligned} \quad (3.5)$$

où $p(x_1, x_2, \tau)$ représente la densité de probabilité conjointe, $E\{\}$ est le moment statistique de premier ordre et où nous avons:

$$x_1(t) = x(t) \quad x_2(t) = x(t + \tau) \quad (3.6)$$

Pour des variables aléatoires gaussiennes de moyennes nulles x_1 et x_2 , cette densité de probabilité devient:

$$p(x_1, x_2, \tau) = \frac{1}{2\pi [R_x^2(0) - R_x^2(\tau)]^{\frac{1}{2}}} \exp \left\{ -\frac{R_x(0)[x_1^2 - x_2^2] + 2R_x(\tau)x_1x_2}{2[R_x^2(0) - R_x^2(\tau)]} \right\} \quad (3.7)$$

Après simplifications, nous obtenons l'expression finale de la fonction caractéristique de second ordre $\Pi_x(\nu, \nu)$:

$$\Pi_x(\nu, \nu) = \exp \left\{ -\frac{1}{2} R_x(0)[\nu^2 + \nu^2] - R_x(\tau)\nu\nu \right\} \quad (3.8)$$

Sunde montre qu'à l'aide des relations 3.4 et 3.8, la fonction d'autocorrélation $R_y(\tau)$ du signal de sortie d'un dispositif non-linéaire approximé par un développement de Taylor d'ordre n (voir la relation 3.1) peut être mise sous la forme [SUN69]:

$$R_y(\tau) = \sum_k^n \frac{\{n!/[(n-k)/2]!\}^2}{2^{n-k}k!} R_x^{n-k}(0)R_x^k(\tau) \quad (3.9)$$

où $k = 0, 2, 4 \dots$ pour n pair et $k = 1, 3, 5 \dots$ pour n impair. Nous pouvons développer l'expression 3.9 pour tous les ordres n de non-linéarité. Les résultats obtenus jusqu'à l'ordre 5 sont récapitulés dans le tableau 3.1.

n	$R_y(\tau)$ pour $y = x^n$
1	$R_x(\tau)$
2	$2R_x^2(\tau) + R_x^2(0)$
3	$6R_x^3(\tau) + 9R_x^2(0)R_x(\tau)$
4	$24R_x^4(\tau) + 72R_x^2(0)R_x^2(\tau) + 9R_x^4(0)$
5	$120R_x^5(\tau) + 600R_x^2(0)R_x^3(\tau) + 225R_x^4(0)R_x(\tau)$

TAB. 3.1 - Tableau récapitulatif des fonctions d'autocorrélation du signal de sortie d'un dispositif non-linéaire approximé par un développement de Taylor d'ordre n et pour un signal d'entrée de type gaussien et de moyenne nulle

En reconsidérant le développement de Taylor exprimant la caractéristique de transfert en tension de l'amplificateur jusqu'au troisième ordre (voir la relation 3.1), nous déduisons les fonctions d'autocorrélation des parties linéaires et non-linéaires. Celles-ci s'écrivent:

$$R_{y,l}(\tau) = k_1^2 R_x(\tau) \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} R_{y,nl}(\tau) &= k_2^2 [2R_x^2(\tau) + R_x^2(0)] \\ &+ k_3^2 [6R_x^3(\tau) + 9R_x^2(0)R_x(\tau)] \end{aligned} \quad (3.11)$$

où k_1 , k_2 et k_3 sont les coefficients du développement de Taylor.

Une transformée de Fourier des ces deux fonctions d'autocorrélation permet d'obtenir les densités spectrales de puissance respectives de la composante d'amplification linéaire du signal $x(t)$ et des composantes de distorsions non-linéaires. Par comparaison de ces spectres, nous pouvons alors en déduire les valeurs des battements composites générés par l'amplificateur et résultant de la transmission d'un multiplex contenant un grand nombre de porteuses indépendantes.

La méthode de calcul développée dans ce paragraphe est appelée *méthode directe*. Elle s'applique à des dispositifs non-linéaires présentant de fortes discontinuités. Dans le cas où les discontinuités de la caractéristique de transfert sont peu importantes, il est préférable d'utiliser une autre méthode afin de déterminer la fonction d'autocorrélation du signal de sortie du dispositif. Cette méthode, dite *méthode indirecte*, est dérivée du *Théorème de Price*. Les amplificateurs de réseau câblé ont une caractéristique de transfert en puissance qui varie progressivement. Nous devons alors utiliser la seconde méthode de calcul. Le paragraphe suivant décrit ce théorème et la façon dont nous obtenons la densité spectrale de puissance des distorsions non-linéaires autrement appelée densité spectrale de bruit d'intermodulation.

3.4 Théorème de Price

A l'origine, le théorème de Price était utilisé pour déterminer l'ordre maximum de distorsions non-linéaires d'un système actif. La technique développée par les laboratoires BELL et utilisant ce théorème, consiste à soumettre le système à un signal d'entrée constitué d'une bande de bruit gaussien constante et comprenant une fente spectrale étroite. Celle-ci résulte du passage du bruit gaussien à travers un filtre réjecteur de bande. Le bruit gaussien filtré est ensuite distordu par le dispositif actif. La mesure du signal qui apparaît à l'intérieur de cette fente permet alors de déduire l'ordre maximum de distorsions [BEL70]. La figure 3-1 présente le schéma du dispositif de mesure ainsi que les densités spectrales obtenues.

Par la suite Koch appliquait cette méthode à un dispositif actif dont la caractéristique de transfert était décrite par un développement de Taylor [KOC71]. Dans ce paragraphe, nous développons ce calcul afin de l'appliquer à un disposi-

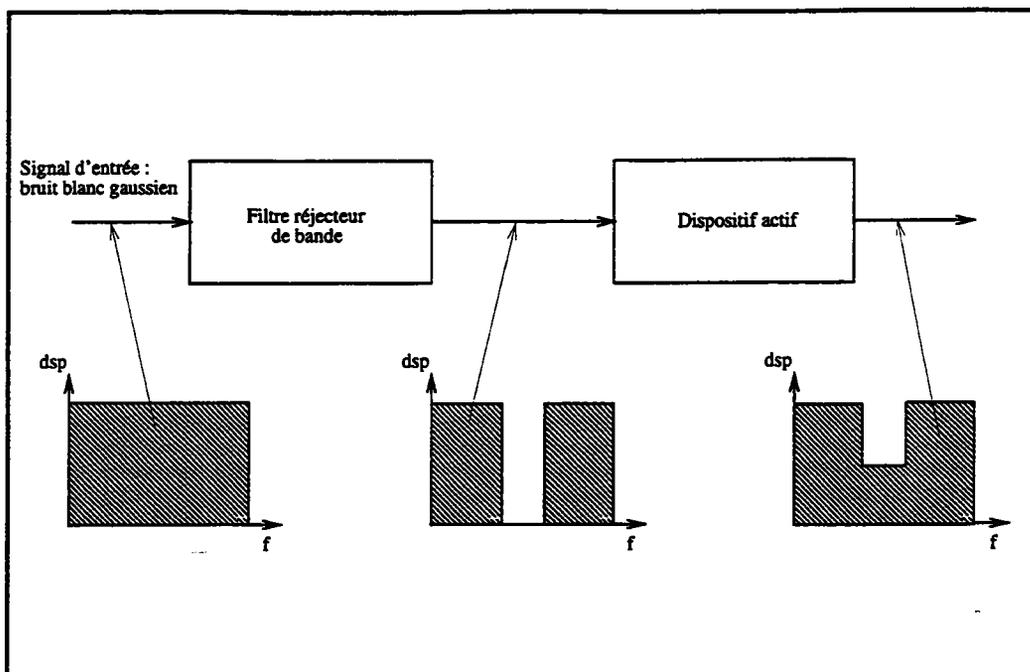


FIG. 3-1 - Schéma synoptique de la mesure de l'ordre non-linéaire maximum d'un dispositif actif

tif actif quelconque. Considérons un système dont la caractéristique de transfert peut s'exprimer selon le développement de Taylor suivant:

$$y(t) = k_1x(t) + k_2x^2(t) + k_3x^3(t) + \dots + k_Nx^N(t) \quad (3.12)$$

Lorsque l'on soumet cet amplificateur à un multiplex fréquentiel qui est un signal gaussien de moyenne nulle, une expression de la fonction d'autocorrélation du signal de sortie est déduite de la relation suivante établie par Price [PRI58]:

$$\frac{\partial^k R_y(\tau)}{\partial R_x(\tau)^k} = E \left\{ \frac{d^k f(x(t))}{dx(t)^k} \frac{d^k f(x(t+\tau))}{dx(t+\tau)^k} \right\} \quad (3.13)$$

où $f(x)$ est le polynôme décrit par la relation 3.12 et où $E\{\}$ représente l'espérance mathématique. Le théorème de Price établit une équation différentielle entre les fonctions d'autocorrélation des signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur. Pour résoudre cette équation nous devons déterminer la valeur du terme à droite de la relation 3.13 en tenant compte du développement de Taylor 3.12. Ainsi pour

$k = N$, nous obtenons:

$$\begin{aligned}\frac{\partial^N R_y(\tau)}{\partial R_x(\tau)^N} &= E \{(N!k_N)(N!k_N)\} \\ &= (N!k_N)^2\end{aligned}\quad (3.14)$$

Pour déterminer la fonction d'autocorrélation du signal de sortie, il suffit d'intégrer la relation 3.14. La première intégration donne:

$$\frac{\partial^{N-1} R_y(\tau)}{\partial R_x(\tau)^{N-1}} = (N!k_N)^2 R_x(\tau) + C_1 \quad (3.15)$$

où la constante d'intégration C_1 vaut:

$$C_1 = \left. \frac{\partial^{N-1} R_y(\tau)}{\partial R_x(\tau)^{N-1}} \right|_{\tau=0} - (N!k_N)^2 R_x(\tau) \quad (3.16)$$

En utilisant la relation 3.13, nous pouvons calculer l'expression de C_1 . Il vient:

$$\begin{aligned}C_1 &= E \{[(N-1)!k_{N-1} + N!k_N x(t)]^2\} - (N!k_N)^2 R_x(0) \\ &= E \{[(N-1)!k_{N-1}]^2\} + E \{2(N-1)!k_{N-1}N!k_N x(t)\} \\ &\quad + E \{[N!k_N x(t)]^2\} - (N!k_N)^2 R_x(0) \\ &= [(N-1)!k_{N-1}]^2 + (N!k_N)^2 R_x(0) - (N!k_N)^2 R_x(0) \\ &= [(N-1)!k_{N-1}]^2\end{aligned}\quad (3.17)$$

Cette expression de la constante d'intégration C_1 prend en compte les hypothèses faites sur la nature du signal d'entrée $x(t)$. Ce signal étant gaussien, de moyenne nulle, nous pouvons déterminer l'expression de ses moments en fonction de la parité de leur ordre m , à savoir:

$$E\{x(t)^m\} = \begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ est impair} \\ \frac{(m-1)!R_x(0)^{m/2}}{2^{(m-2)/2}(\frac{m}{2}-1)!} & \text{si } n \text{ est pair.} \end{cases} \quad (3.18)$$

De façon générale, si nous intégrons la relation 3.14 j -fois tel que $j \leq N$, nous obtenons la relation:

$$\frac{\partial^{N-j} R_y(\tau)}{\partial R_x(\tau)^{N-j}} = \sum_{n=0}^j A_n R_x^n(\tau) \quad (3.19)$$

où

$$A_n = \frac{1}{n!} \left[\sum_{m=0}^L \frac{(N-j+n+2m)! k_{N-j+n+2m}}{2^n m!} R_x^m(0) \right]^2 \quad (3.20)$$

avec

$$L = \begin{cases} \frac{1}{2}(j-n) & \text{si } (N-n) \text{ est pair} \\ \frac{1}{2}(j-n-1) & \text{si } (N-n) \text{ est impair.} \end{cases} \quad (3.21)$$

A l'aide des relations 3.19 et 3.20, Kuo montre qu'il est possible d'obtenir l'expression finale de la fonction d'autocorrélation du signal de sortie de l'amplificateur [KUO73]. Cette expression est la suivante:

$$R_y(\tau) = \sum_{n=0}^N A_n R_x^n(\tau) \quad (3.22)$$

où nous avons:

$$A_n = \frac{1}{n!} \left[\sum_{m=0}^L \frac{(n+2m)! k_{n+2m}}{2^n m!} R_x^m(0) \right]^2 \quad (3.23)$$

avec

$$L = \begin{cases} \frac{1}{2}(N-n) & \text{si } (N-n) \text{ est pair} \\ \frac{1}{2}(N-n-1) & \text{si } (N-n) \text{ est impair.} \end{cases} \quad (3.24)$$

En vertu du théorème de Wiener-Khintchine, la densité spectrale de puissance $S_y(f)$ du signal de sortie de l'amplificateur est alors obtenue par transformation de Fourier de la fonction d'autocorrélation $R_y(\tau)$. Il vient:

$$S_y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_y(\tau) \exp\{-j2\pi f\tau\} d\tau \quad (3.25)$$

De l'introduction de la relation 3.22 dans l'expression 3.25, nous déduisons la relation entre le spectre de sortie et le spectre d'entrée du dispositif actif:

$$S_y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^N A_n R_x^n(\tau) \exp\{-j2\pi f\tau\} d\tau$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{n=0}^N A_n \int_{-\infty}^{+\infty} R_x^n(\tau) \exp\{-j2\pi f\tau\} d\tau \\
&= \sum_{n=0}^N A_n S_x^{n*}(f)
\end{aligned} \tag{3.26}$$

où S_x^{n*} représente le n -ième produit de convolution de la densité spectrale de puissance du signal d'entrée. Sous le signe *somme* de la relation 3.26, nous pouvons distinguer les composantes linéaires et non-linéaires du spectre de sortie du dispositif. Ainsi, nous pouvons réécrire cette relation de la manière suivante:

$$S_y(f) = A_0 + A_1 S_x(f) + \sum_{n=2}^N A_n S_x^{n*}(f) \tag{3.27}$$

La relation 3.27 nous permet de définir une densité spectrale de puissance de bruit d'intermodulation notée $S_i(f)$. Celle-ci résulte de la comparaison des composantes linéaires et non-linéaires de la relation 3.27, respectivement notées $S_l(f)$ et $S_{nl}(f)$. Elle est donnée par l'expression:

$$\begin{aligned}
S_i(f) &= \frac{S_l(f)}{S_{nl}(f)} \\
&= \frac{A_0 + A_1 S_x(f)}{\sum_{n=2}^N A_n S_x^{n*}(f)}
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Nous pouvons adapter cette relation au dispositif actif particulier qu'est un amplificateur de réseau câblé. Cette étude est détaillée dans la paragraphe suivant.

3.5 Application à un amplificateur de réseau

Pour un amplificateur de réseau câblé, nous montrons aisément par la mesure l'existence de produits d'intermodulation de second et troisième ordre. Les produits d'ordre supérieurs sont négligeables aux puissances de fonctionnement de ce type de dispositif. Ainsi, pour modéliser son comportement non-linéaire, il nous suffit de considérer un développement de Taylor jusqu'à l'ordre 3 de la caractéristique de transfert, à savoir:

$$y(t) = k_1 x(t) + k_2 x^2(t) + k_3 x^3(t) \tag{3.29}$$

avec

$$x(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (3.30)$$

De la relation 3.30, nous déduisons le spectre d'entrée de l'amplificateur:

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau) \exp\{2\pi f\tau\} d\tau \quad (3.31)$$

d'où

$$S_x(f) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N a_i^2 [\delta(f - f_i) + \delta(f + f_i)] \quad (3.32)$$

Pour utiliser le modèle de Price, nous devons définir les expressions des termes A_n en fonction des coefficients du développement de Taylor 3.29. Nous obtenons en appliquant la relation 3.23:

- pour le terme A_0 ,

$$A_0 = \frac{1}{0!} \left[\sum_{m=0}^L \frac{(2m)! k_{2m}}{2^m m!} R_x^m(0) \right]^2 \quad (3.33)$$

avec l'ordre maximal de distorsions $N = 3$ et

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2}(N - n - 1) \\ &= \frac{1}{2}(3 - 0 - 1) = 1 \end{aligned} \quad (3.34)$$

car $(N - n)$ est impair, d'où finalement

$$A_0 = [k_2 R_x(0)]^2 \quad (3.35)$$

- pour le terme A_1 ,

$$A_1 = \frac{1}{1!} \left[\sum_{m=0}^L \frac{(1 + 2m)! k_{1+2m}}{2^m m!} R_x^m(0) \right]^2 \quad (3.36)$$

avec

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2}(N - n) \\ &= \frac{1}{2}(3 - 1) = 1 \end{aligned} \quad (3.37)$$

car $(N - n)$ est pair, d'où finalement

$$\begin{aligned} A_1 &= \left[k_1 + \frac{3! k_3}{2} R_x(0) \right]^2 \\ &= k_1^2 + 6k_1 k_3 R_x(0) + 9k_3^2 R_x^2(0). \end{aligned} \quad (3.38)$$

– pour le terme A_2 ,

$$A_2 = \frac{1}{2!} \left[\sum_{m=0}^L \frac{(2+2m)! k_{2+2m}}{2^m m!} R_x^m(0) \right]^2 \quad (3.39)$$

avec

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2}(N - n - 1) \\ &= \frac{1}{2}(3 - 2 - 1) = 0 \end{aligned} \quad (3.40)$$

car $(N - n)$ est impair, d'où finalement

$$A_2 = (2! k_2)^2 \quad (3.41)$$

– pour le terme A_3 ,

$$A_3 = \frac{1}{3!} \left[\sum_{m=0}^L \frac{(3+2m)! k_{3+2m}}{2^m m!} R_x^m(0) \right]^2 \quad (3.42)$$

avec

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2}(N - n) \\ &= \frac{1}{2}(3 - 3) = 0 \end{aligned} \quad (3.43)$$

car $(N - n)$ est pair, d'où finalement

$$A_3 = (3! k_3)^2 \quad (3.44)$$

Des expressions des coefficients A_i et de l'expression 3.27, nous pouvons alors écrire la relation générale conduisant à la densité spectrale de bruit en sortie de l'amplificateur $S_y(f)$:

$$\begin{aligned} S_y(f) &= k_2 R_x(0)^2 + [k_1^2 + 6k_1 k_3 R_x(0) + 9k_3^2 R_x^2(0)] S_x(f) \\ &\quad + 4k_2^2 S_x^{2*}(f) + 36k_3^2 S_x^{3*}(f) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Nous déduisons alors l'expression de la densité spectrale de bruit d'intermodulation $S_i(f)$:

$$S_i(f) = \frac{k_2 R_x(0)^2 + [k_1^2 + 6k_1 k_3 R_x(0) + 9k_3^2 R_x^2(0)] S_x(f)}{4k_2^2 S_x^{2*}(f) + 36k_3^2 S_x^{3*}(f)} \quad (3.46)$$

Les calculs issus de la relation 3.46 et exprimés en décibel permettent d'obtenir les valeurs des battements composites correspondant aux porteuses du plan de fréquences étudié. Ces calculs restent valables lorsque nous considérons une cascade d'amplificateurs. Nous développons ce point dans le paragraphe suivant.

3.6 Application à une cascade d'amplificateurs

Pour une cascade d'amplificateurs de réseau câblé, nous devons déterminer la fonction d'autocorrélation du signal présent à l'entrée de chaque amplificateur. Celle-ci est obtenue en utilisant la transformée de Fourier inverse de la densité spectrale de puissance du signal de sortie de l'amplificateur précédent. Cette dernière prend en compte l'atténuation apportée par le câble reliant les deux amplificateurs numérotés $N - 1$ et N . Si nous notons α l'atténuation en tension du signal, nous pouvons alors écrire la relation:

$$\begin{aligned} R_{x,N}(t) &= \alpha^2 T F^{-1} [S_{y,N-1}] \\ &= \alpha^2 R_{y,N-1}(t) \end{aligned} \quad (3.47)$$

Le relation 3.47 nous permet de calculer les nouveaux coefficients $A_{i,N}$ correspondant aux caractéristiques de l'amplificateur N . La relation permettant d'obtenir ces coefficients s'écrit:

$$\begin{aligned} A_{n,N} &= \frac{1}{n!} \left[\sum_{m=0}^L \frac{(n+2m)! k_{n+2m}}{2^{nm}} R_{x,N}^m(0) \right]^2 \\ &= \frac{1}{n!} \left[\sum_{m=0}^L \frac{(n+2m)! k_{n+2m}}{2^{nm}} \alpha^2 R_{y,N-1}^m(0) \right]^2 \end{aligned} \quad (3.48)$$

avec

$$L = \begin{cases} \frac{1}{2}(N' - n) & \text{si } (N' - n) \text{ est pair} \\ \frac{1}{2}(N' - n - 1) & \text{si } (N' - n) \text{ est impair} \end{cases} \quad (3.49)$$

et où N' est l'ordre maximale de l'approximation polynomiale utilisée pour modéliser l'amplificateur.

Nous déduisons des relations 3.47 et 3.48 l'expression de la fonction d'autocorrélation du signal présent en sortie de l'amplificateur N . Celle-ci s'écrit:

$$R_{y,N}(\tau) = \sum_{n=0}^3 A_{n,N} R_{x,N}^n(\tau) \quad (3.50)$$

La transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation 3.50 donne la densité spectrale de puissance du signal de sortie de l'amplificateur N :

$$S_{y,N}(f) = A_{0,N} + A_{1,N} S_{x,N}(f) + \sum_{n=2}^N A_{n,N} S_{x,N}^{n*}(f) \quad (3.51)$$

Ce processus se réitère autant de fois que la cascade contient d'amplificateurs. Nous arrivons ainsi à la détermination de la densité spectrale de bruit d'intermodulation générée par une cascade d'amplificateurs et issue de la transmission d'un multiplex fréquentiel.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le second modèle non-linéaire proposé pour étudier le comportement d'un amplificateur de réseau câblé. Ce modèle, dérivé du théorème de Price, présente deux particularités. Il considère que le multiplex d'entrée est une somme de signaux statistiquement indépendants. Ce multiplex peut alors être assimilé à un signal gaussien de moyenne nulle. Il utilise par ailleurs une approximation polynomiale de la caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur. Cette caractéristique est un paramètre important car il est invariant en fonction de la fréquence. Ce point sera prouvé ultérieurement. Ce modèle nous a permis d'obtenir une expression de la densité spectrale de bruit d'intermodulation (ou spectre de battements composites) générée par un amplificateur et par une cascade d'amplificateurs. Les résultats des simulations effectuées à l'aide de ce modèle seront présentés dans le chapitre 5. Le chapitre suivant est consacré à l'étude de plusieurs modèles de lissage de la fonction de transfert en amplitude de l'amplificateur. Ceux-ci permettent de déterminer le spectre de sortie d'un élément non-linéaire quelconque en utilisant la transformée de Fourier rapide de l'expression temporelle du signal de sortie.

Chapitre 4

Les modèles de lissage

4.1 Introduction

Dans les deux chapitres précédents, nous avons présenté deux modèles dont les résultats sont obtenus en considérant des hypothèses soit sur la constitution interne du dispositif non-linéaire, soit sur la nature statistique du signal transmis par ce même dispositif. Pour le modèle de Volterra, nous avons supposé que le système non-linéaire était constitué de deux parties distinctes; l'une représente la fonction de transfert linéaire, l'autre contient la fonctionnelle caractérisant la non-linéarité du système. La résolution à l'aide d'un développement en série de Volterra de l'équation intégral-différentielle régissant l'intégralité du dispositif, nous a permis de calculer ses fonctions de transfert non-linéaires. Nous avons ensuite relié ces fonctions de transfert aux mesures de rapports d'intermodulation de second et troisième ordre de manière à déterminer l'expression analytique d'un brouilleur issu de la transmission d'un multiplex fréquentiel et généré par le dispositif non-linéaire. Nous avons ainsi pu calculer le spectre d'intermodulation ou de battements composites grâce aux mesures de rapports d'intermodulation.

Pour ce qui concerne le modèle de Price, l'hypothèse que nous avons considéré est relative au signal multiplex d'entrée du système non-linéaire. En effet, nous avons supposé ce signal comme étant gaussien et de moyenne nulle. L'utilisation d'une mesure de la caractéristique de transfert en puissance du dispositif et le théorème de Price nous ont permis de déterminer l'expression de la densité spectrale de puissance du signal de sortie du système. De cette densité spectrale, nous avons calculé l'amplitude des brouilleurs générés par le dispositif non-linéaire.

Dans ce chapitre, nous ne considérons aucune hypothèse sur l'architecture du dispositif ou sur la nature du signal transmis. Nous exploitons uniquement la mesure de la courbe de transfert en puissance du système non-linéaire. Plusieurs modèles non-linéaires sont alors envisageables pour approcher au mieux cette courbe de transfert. De la détermination des paramètres de lissage de ces différents modèles, nous calculons l'expression temporelle du signal de sortie du dispositif. Un passage dans le domaine de fréquentiel par transformée de Fourier permet alors d'obtenir le spectre du signal de sortie du système. Ce spectre contient à la fois, la composante d'amplification linéaire et les différents composants de distorsions non-linéaires. Nous pouvons ainsi déterminer le spectre de battements composites générés par le dispositif actif. Les paragraphes suivants sont consacrés à l'étude de trois formes de lissage représentatives de la caractéristique de transfert du dispositif; le modèle des tubes à onde progressive (T.O.P.), le modèle de la fonction d'erreur et le modèle de Rapp.

4.2 Modèle des tubes à onde progressive

4.2.1 Généralités

Comme tout dispositif actif, un tube à onde progressive introduit des distorsions non-linéaires [LAI56] [CHA64] [SUN65]. Ces distorsions peuvent être de deux natures. La première, dite *distorsion de conversion AM-AM*, est une non-linéarité d'amplitude [RIC44]. Elle est comparable à une distorsion d'intermodulation classique dont l'origine est la saturation de la courbe de transfert en puissance du système actif (voir le chapitre 1). La seconde, appelée *distorsion de conversion AM-PM* est une non-linéarité de phase [SHI71] [IMB73]. De manière pratique, cette conversion se manifeste par une variation de la phase des signaux amplifiés en fonction de la puissance de sortie du tube. Cette variation de phase est d'autant plus gênante pour les signaux que de la modulation utilisée pour de telles transmissions est une modulation angulaire. Pour illustrer ces deux phénomènes, la figure 4-1 présente les courbes de transfert en amplitude A et en phase Φ d'un tube à onde progressive utilisé pour les répéteurs des satellites INTEL-SAT III et IV. Sur cette figure, les signaux d'entrée et de sortie du tube à onde progressive ont été normalisés par leurs valeurs maximum. Nous constatons ainsi une saturation puis un compression de la fonction de transfert en amplitude et un déphasage pouvant atteindre près de 45 degrés pour des amplitudes importantes.

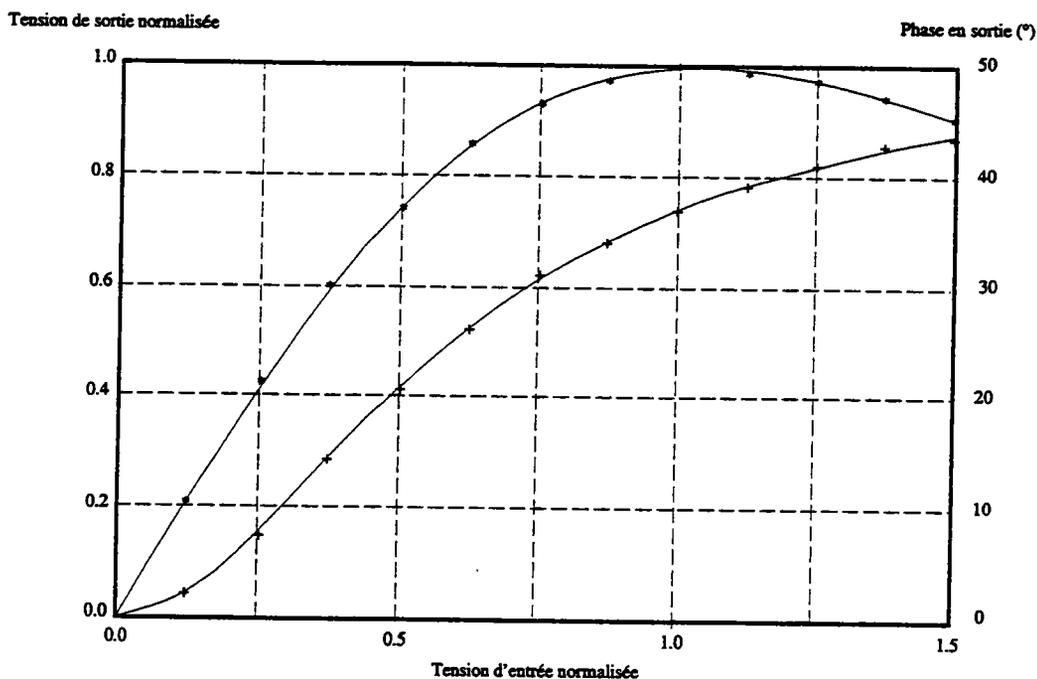


FIG. 4-1 - Courbe de transfert en amplitude (*) et en phase (+) d'un tube à onde progressive utilisé dans les répéteurs des satellites INTELSAT III et IV

4.2.2 Description du modèle

De nombreux d'auteurs ont tenté d'approximer ces courbes de transfert par des fonctions mathématiques particulières. Sunde a proposé de modéliser les caractéristiques d'amplitude et de phase respectivement par une fonction de limitation classique (voir le figure 4-4) et par une fonction en $x(t)^2$, où $x(t)$ est la fonction temporelle du signal d'entrée de tube à onde progressive [SUN65]. Si nous considérons que ce signal est composé d'une porteuse pure, nous pouvons l'exprimer en fonction sa fonction temporelle $x(t)$, de sa pulsation ω et de sa phase ϕ . Il s'écrit alors:

$$x(t) = a \cos(\omega t + \phi) \quad (4.1)$$

Berman et *al.* ont proposé de modéliser la courbe de transfert en phase par une fonction dépendante de l'enveloppe du signal d'entrée et contenant trois paramètres [BER70]. Cette approximation est exprimée par la relation:

$$\Phi(x) = k_1 (1 - e^{-k_2 x}) + k_3 x \quad (4.2)$$

Cependant les approximations qui ont données les meilleurs résultats sont celles étudiées par Saleh [SAL81]. Les courbes de transfert en amplitude et en phase

sont alors modélisées par les fonctions mathématiques suivantes:

$$A(x) = \frac{\alpha_a x}{1 + \beta_a x^2} \quad (4.3)$$

et

$$\Phi(x) = \frac{\alpha_\phi x^2}{1 + \beta_\phi x^3} \quad (4.4)$$

Dans le paragraphe suivant, nous appliquons ces approximations pour un signal d'entrée composé d'un multiplex fréquentiel afin de déterminer le spectre de sortie d'un amplificateur à état solide tel qu'un amplificateur de réseau câblé.

4.2.3 Application du modèle des T.O.P.

Un amplificateur de réseau câblé est un amplificateur dit à *état solide*: Cette distinction est faite afin de différencier les amplificateurs à tube (T.O.P, tétrode, klystrode, pentode, ...) et les amplificateurs à état solide construits à partir de composants semi-conducteurs. Ces derniers présentent deux particularités par rapport aux amplificateurs à tube. Pour ce qui concerne la distorsion d'amplitude ou *conversion AM-AM*, leur linéarité est meilleure que celle des tubes. Par ailleurs, la distorsion de phase ou *conversion AM-PM* est très faible. De cet fait, nous pouvons négliger ce phénomène pour un amplificateur de réseau câblé. Nous avons vérifié cette particularité sur un amplificateur de réseau de la marque PORTENSEIGNE du type PM5545331. En faisant varier la puissance de sortie de cet amplificateur de -10 dBm à 10 dBm, nous avons constaté un déphasage constant d'environ 0,2 degré sur une bande de fréquence variant de 120 à 860 MHz. Ainsi, pour modéliser le comportement non-linéaire d'un amplificateur de réseau câblé, il nous suffit uniquement d'approximer la courbe de transfert en amplitude par la relation:

$$A(x(t)) = \frac{\alpha_a x(t)}{1 + \beta_a x(t)^2} \quad (4.5)$$

Dans le cas d'une transmission d'un multiplex contenant N porteuses d'amplitude identique, la fonction temporelle du signal d'entrée $x(t)$ est donnée par la relation:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (4.6)$$

où A_i l'amplitude exprimée en dB μ V d'une porteuse. La fonction $x(t)$ représente ainsi la tension du signal présent à l'entrée de l'amplificateur. Une fois la courbe

de transfert en tension approximée, il est possible de calculer l'expression temporelle du signal en sortie de cette amplificateur. Pour un multiplex contenant N porteuses, il vient:

$$y(t) = \frac{\alpha_a \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i)}{1 + \beta_a \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i)} \quad (4.7)$$

Le passage dans le domaine de Fourier permet alors d'obtenir le spectre fréquentiel du signal de sortie de l'amplificateur. Pour cela, nous utilisons un algorithme de transformée de Fourier rapide noté TFR [RAB75]. Le spectre du signal de sortie obtenu par transformation de Fourier contient alors deux composantes. Nous avons d'une part les distorsions non-linéaires et d'autre part l'amplification linéaire du multiplex fréquentiel transmis. Il nous suffit alors de retrancher cette dernière partie au spectre global de sortie de l'amplificateur pour obtenir un spectre de battements composites $bc(f)$. Nous obtenons ainsi la relation;

$$bc(f) = TFR \left\{ \frac{\alpha_a \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i)}{1 + \beta_a \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i)} \right\} - TFR \left\{ g \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \right\} \quad (4.8)$$

où g représente le gain de l'amplificateur. Les battements composites étant généralement exprimés en décibel, la relation 4.8 devient:

$$BC(f) = 20 \log_{10} [bc(f)]. \quad (4.9)$$

Les calculs des coefficients α_a et β_a ainsi que les résultats des simulations effectuées à l'aide de ce modèle sont détaillés dans le chapitre 5. Dans le paragraphe suivant, nous présentons un second modèle de lissage de la fonction de transfert en amplitude d'un amplificateur. Ce modèle, que nous appelons modèle de la fonction d'erreur, est examiné car la fonction d'erreur d'une variable présente une allure similaire à celle de la caractéristique de transfert d'un amplificateur.

4.3 Le modèle de la fonction d'erreur

L'allure de la caractéristique de transfert en amplitude d'un dispositif actif est comparable à celle de la fonction d'erreur (voir les figures 4-2 et 4-3). Celle-ci, notée $erf(x)$, est l'intégrale d'une fonction de distribution gaussienne telle que:

$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (4.10)$$

La similitude de ces deux courbes nous permet ainsi d'approximer la caractéristique de transfert par la fonction d'erreur. Nous obtenons ainsi la relation:

$$y(t) = erf(x(t)) \quad (4.11)$$

où $x(t)$ et $y(t)$ représentent respectivement les signaux d'entrée et de sortie du dispositif.

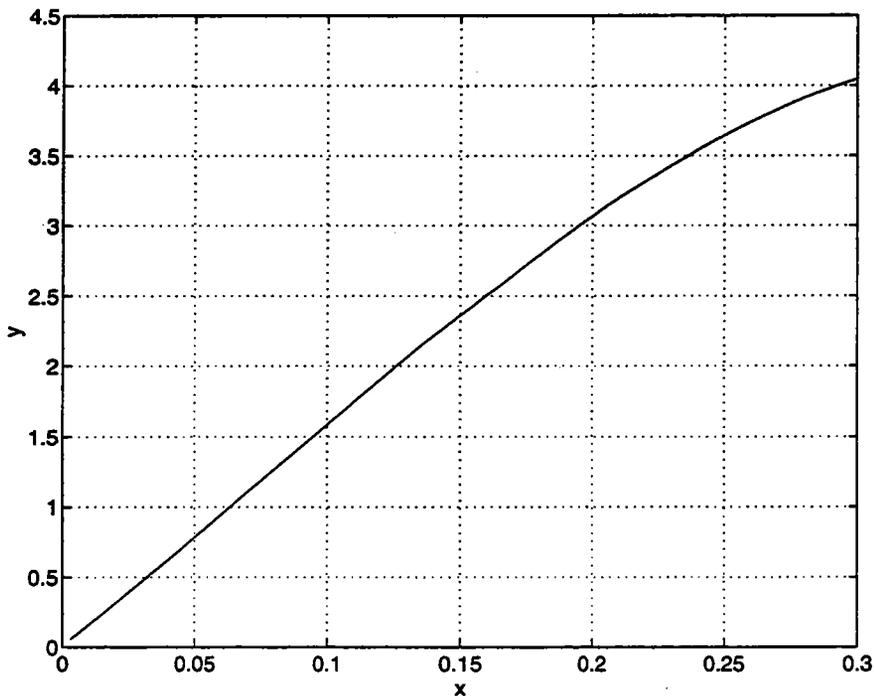


FIG. 4-2 - Courbe de transfert en amplitude de l'amplificateur de réseau câblé PORTENSEIGNE PM5545331

Considérons que la fonction de transfert en amplitude de ce dispositif non-linéaire n'est pas exactement égale à la fonction d'erreur $erf(x)$ définie ci-dessus. Supposons que cette caractéristique de transfert soit égale à une fonction déduite de la fonction d'erreur et telle que:

$$y(t) = a\sqrt{\frac{\pi}{2}}erf\left(\frac{x(t)}{l}\right) \quad (4.12)$$

avec a le paramètre de gain et l le paramètre de limitation. La fonction d'autocorrélation $R_y(\tau)$ du signal de sortie $y(t)$ est une fonction de la fonction d'autocorré-

lation du signal d'entrée $x(t)$. Elle est donnée par la relation de Baum [BAU57]:

$$R_y(\tau) = a^2 \arcsin \left\{ \frac{\lambda R_x(\tau)}{R_x(0)} \right\} \quad (4.13)$$

où λ est un paramètre représentatif du facteur de limitation l et est déduit de la relation:

$$\lambda = \left[1 + \frac{l^2}{R_x(0)} \right]^{-1}. \quad (4.14)$$

Nous pouvons alors écrire un développement limité de la fonction d'autocorrélation du signal de sortie $R_y(\tau)$. Il vient:

$$R_y(\tau) \approx a^2 \left\{ \frac{\lambda R_x(\tau)}{R_x(0)} + \frac{1}{6} \left[\frac{\lambda R_x(\tau)}{R_x(0)} \right]^3 + \frac{3}{40} \left[\frac{\lambda R_x(\tau)}{R_x(0)} \right]^5 \right\} \quad (4.15)$$

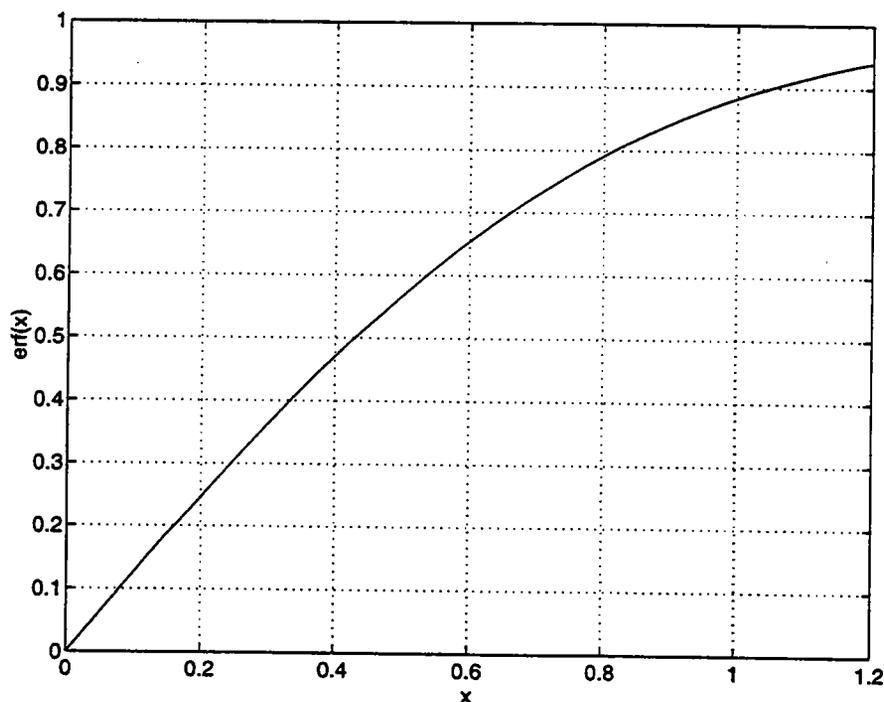


FIG. 4-3 - Courbe représentative de la fonction d'erreur erf(x)

Dans le développement limité 4.15, nous identifions un premier terme représentant l'amplification linéaire et une somme de deux termes de distorsions non-linéaires. La séparation de ces deux types de composantes et le passage dans le domaine fréquentiel permet de déterminer les densités spectrales de puissance du signal d'amplification linéaire et du signal de distorsions d'intermodulation. Le passage dans le domaine des fréquences s'effectue en utilisant un algorithme de transformée de Fourier rapide [RAB75]. Nous obtenons ainsi:

– pour la composante linéaire,

$$S_l(f) = TFR \left\{ a^2 \left[\frac{\lambda R_x(\tau)}{R_x(0)} \right] \right\} \quad (4.16)$$

– pour la composante de distorsions d'intermodulation,

$$S_{nl}(f) = TFR \left\{ \frac{1}{6} \left[\frac{\lambda R_x(\tau)}{R_x(0)} \right]^3 + \frac{3}{40} \left[\frac{\lambda R_x(\tau)}{R_x(0)} \right]^5 \right\}. \quad (4.17)$$

Nous pouvons alors déterminer l'expression de la densité spectrale de puissance de battements composites $BC(f)$ générés par le dispositif actif. Cette densité définit le rapport en décibel entre les densités spectrales d'amplification linéaire et de distorsions non-linéaires. Elle est déduite de la relation:

$$bc(f) = S_l(f) - S_{nl}(f). \quad (4.18)$$

Exprimée en décibel, la relation 4.18 devient:

$$BC(f) = 10 \log 10 \left[\frac{S_l(f)}{S_{nl}(f)} \right]. \quad (4.19)$$

Dans ce paragraphe, nous avons calculé les expressions des densités spectrales de puissance des signaux d'amplification linéaire et de distorsions non-linéaires obtenues en sortie d'un amplificateur. Ces relations ont été obtenues après transformation de Fourier rapide de l'expression temporelle du signal de sortie de ce système. Celle-ci a été calculée en lissant la courbe de transfert du dispositif actif par une fonction particulière, la fonction d'erreur $erf(x)$. Les résultats des simulations effectuées à l'aide de ce modèle sont retranscrits dans le chapitre 5. Le paragraphe suivant est consacré à un troisième modèle de lissage de la courbe de transfert en amplitude du dispositif non-linéaire, le modèle de Rapp.

4.4 Le modèle de Rapp

4.4.1 Introduction

Dans le paragraphe 4.3.3, nous signalions que pour un amplificateur dit à *état solide*, il n'existe qu'une distorsion de conversion d'amplitude AM-AM. Pour ce type d'amplificateur, la distorsion de conversion de phase AM-PM est négligeable. Aussi, la linéarité d'un amplificateur à état solide est meilleure que celle des amplificateurs à tubes. De ce fait, nous pouvons considérer que la caractéristique de transfert en amplitude d'un amplificateur à état solide peut être approximée par une fonction différente de celle exprimée par la relation 4.5. Nous décrivons cette fonction dans le paragraphe suivant.

4.4.2 Description du modèle

Dans le cadre d'une étude du comportement non-linéaire des amplificateurs de puissance utilisés en radiodiffusion sonore numérique (D.A.B.¹), Rapp propose l'approximation de la courbe de transfert en amplitude de ces amplificateurs suivante [RAP91]:

$$A[x(t)] = x(t) \frac{V}{\left\{ 1 + \left[\frac{x(t)V}{V_0} \right]^{2p} \right\}^{\frac{1}{2p}}} \quad (4.20)$$

où nous avons:

- V , le gain "petit signal" de l'amplificateur,
- V_0 , l'amplitude de sortie de l'amplificateur à saturation,
- p , un facteur de lissage de la zone de changement de pente.

Ce facteur p est représentatif de la courbure de la caractéristique en amplitude de l'amplificateur. Son influence sur celle-ci est décrite par la figure 4-4. Nous avons adapté ce modèle à un amplificateur de réseau câblé. Ceci fait l'objet du paragraphe suivant.

¹D.A.B.: Digital Audio Broadcasting

4.4.3 Application à un amplificateur de réseau câblé

Lorsque l'amplificateur transmet un multiplex fréquentiel composé de N porteuses pures, l'expression temporelle du signal d'entrée $x(t)$ est exprimée à l'aide de la relation 4.6. Cette fonction est alors représentative de la tension du signal présent à l'entrée du dispositif. Nous pouvons ainsi en déduire l'expression du signal de sortie:

$$y(t) = x(t) \frac{V}{\left\{ 1 + \left[\frac{x(t)V}{V_0} \right]^{2p} \right\}^{\frac{1}{2p}}} \quad (4.21)$$

Un passage dans le domaine des fréquences permet de calculer le spectre de sortie de l'amplificateur $Y_{nl}(f)$. Nous utilisons toujours un algorithme de transformée de Fourier rapide pour déterminer ce spectre. Nous obtenons:

$$Y_{nl}(f) = TFR \left\{ x(t) \frac{V}{\left\{ 1 + \left[\frac{x(t)V}{V_0} \right]^{2p} \right\}^{\frac{1}{2p}}} \right\}. \quad (4.22)$$

Pour déterminer le spectre de battements composites $bc(f)$ générés par l'amplificateur, il suffit de retrancher la contribution spectrale d'amplification linéaire $Y_l(f)$. Cette contribution est obtenue par transformation de Fourier rapide du signal d'entrée multiplié par le gain g de l'amplificateur. Il vient alors:

$$bc(f) = Y_{nl}(f) - Y_l(f) \quad (4.23)$$

où nous avons

$$Y_l(f) = TFR \{gx(t)\}. \quad (4.24)$$

Si nous exprimons les battements composites en décibel, il vient:

$$BC(f) = 20 \log 10 \left\{ \frac{Y_{nl}(f)}{Y_l(f)} \right\}. \quad (4.25)$$

Dans ce paragraphe, nous avons étudié un troisième modèle de lissage de la courbe de transfert en amplitude, le modèle de Rapp. Nous avons déterminé l'expression du spectre de battements composites obtenus en sortie d'un amplificateur et issu de la transmission d'un signal multiplex fréquentiel. Les résultats des simulations effectuées à l'aide de ce modèle sont présentés dans le chapitre 5. Ce chapitre contient aussi les résultats des simulations obtenus pour une cascade d'amplificateurs identiques. L'étude théorique concernant ce point est développée dans le paragraphe suivant.

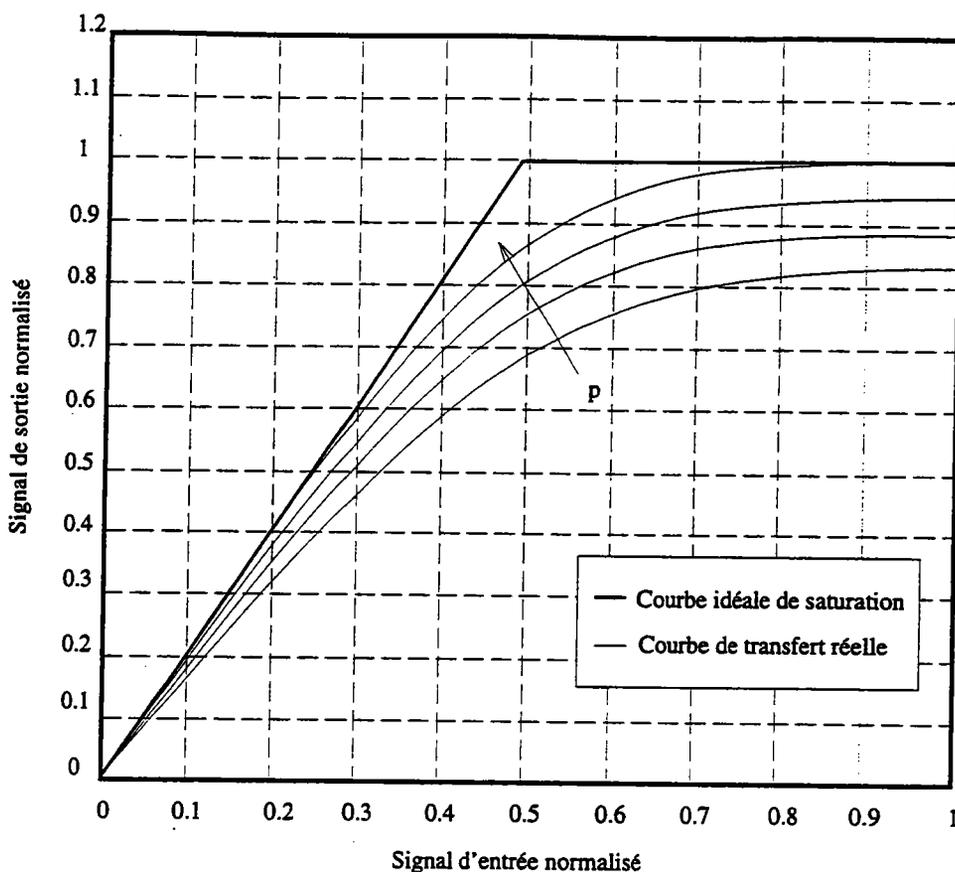


FIG. 4-4 - Modèle de Rapp: Influence du facteur de lissage p sur la courbure de la caractéristique de transfert en amplitude

4.5 Les modèles de lissage - Application à une cascade d'amplificateurs identiques

4.5.1 Introduction

Les paragraphes précédents ont présenté trois modèles de lissage de la courbe de transfert en amplitude d'un dispositif actif. Ces trois modèles nous permettent de calculer le spectre de battements composites dûs à la non-linéarité du dispositif. La méthodologie de calcul de ce spectre est identique pour le modèle des T.O.P. et le modèle de Rapp. Ainsi, nous pouvons établir une méthode de calcul du spectre de distorsions non-linéaires produites par une cascade d'amplificateurs. Cette méthode est commune aux deux modèles de lissage cités ci-dessus.

4.5.2 Spectre de sortie d'une cascade d'amplificateurs

Pour déterminer le spectre du signal de sortie d'une cascade de N amplificateurs identiques, il n'existe qu'une solution. Celle-ci consiste à considérer les amplificateurs individuellement. Nous pouvons alors calculer leurs spectres de battements composites respectifs en appliquant un des trois modèles de lissage. De ces spectres individuels, nous calculons le spectre global pour la cascade. Considérons l'exemple d'une cascade composée de deux amplificateurs identiques (voir la figure 4-5). En sortie du premier amplificateur et par application d'un des modèles de lissage, nous obtenons un spectre fréquentiel $Y_2(f)$ contenant une composante linéaire et des composantes de distorsions non-linéaires. Afin de considérer les différentes atténuations apportées par le câble ou par les éléments passifs disposés entre les deux amplificateurs, nous devons exprimer ce signal dans le domaine temporel. Notons α la constante d'atténuation apportée par ces éléments et considérons qu'elle est entièrement compensée par le gain g d'un amplificateur. En entrée du second amplificateur, nous avons ainsi le signal d'expression temporelle:

$$x_2(t) = \alpha.TFRI \{Y_1(f)\} \quad (4.26)$$

où $TRFI$ représente l'opérateur de transformation de Fourier rapide inverse. Il suffit alors de calculer l'expression du spectre de sortie $Y_2(f)$ du second amplificateur en appliquant à nouveau un des deux modèles proposés. Ce spectre contient d'une part, le signal d'entrée de la cascade augmenté du gain g et d'autre part, le spectre fréquentiel contenant les composantes linéaires et non-linéaires résultant de la mise en cascade des deux dispositifs actifs. Pour déduire l'expression du spectre de battements composites $bc(f)$ générés par cette cascade, ici encore, il suffit de retrancher au signal $Y_2(f)$ la composante d'amplification linéaire notée $Y_l(f)$ et donnée par la relation suivante:

$$Y_l(f) = TFR \{gx(t)\}. \quad (4.27)$$

Nous obtenons finalement le spectre de battements composites exprimé en décibel:

$$BC(f) = 20 \log 10 \left\{ \frac{Y_2(f)}{Y_l(f)} \right\}. \quad (4.28)$$

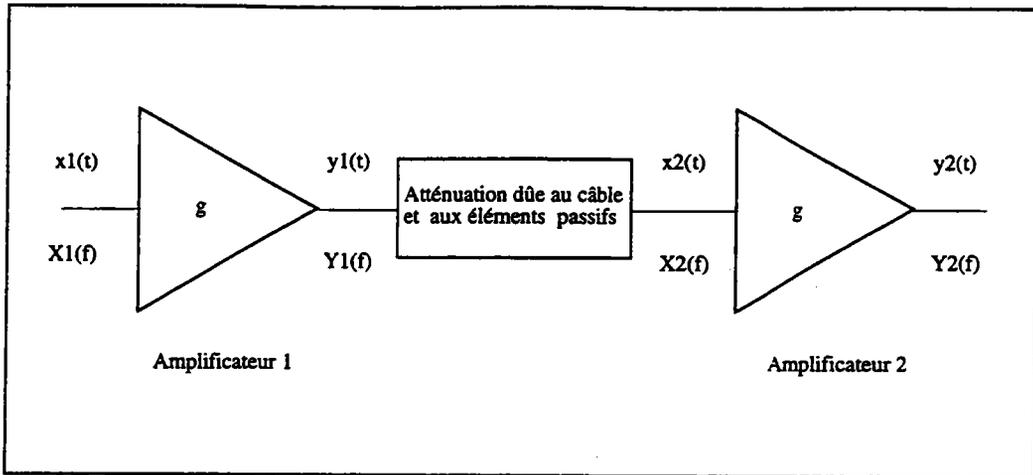


FIG. 4-5 - Modèles de lissage: Cascade de deux amplificateurs identiques reliés par des éléments passifs

Nous pouvons adapter cette procédure à la détermination du spectre de battements composites produits par un cascade composée de plus de deux amplificateurs. Pour, cela il suffit d'introduire un module de calcul de transformation de Fourier rapide inverse [RAB75]. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le chapitre 5.

Pour ce qui concerne le modèle de la fonction d'erreur, la méthode de calcul du spectre d'intermodulation d'une cascade est différente. En effet, ce modèle utilise l'expression de la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée et non pas l'expression temporelle de ce signal. Ainsi, pour calculer le spectre d'intermodulation d'une cascade, nous pouvons adopter une méthode similaire à celle utilisée pour le modèle de Price. Considérons toujours une cascade de deux amplificateurs identiques séparés par des éléments passifs. Après avoir déterminé l'expression de la densité spectrale de puissance du signal de sortie du premier amplificateur $S_{y,1}(f)$, nous devons recalculer la fonction d'autocorrélation de ce signal de manière à pouvoir appliquer la fonction d'atténuation α des éléments passifs. Ce calcul est réalisé à l'aide d'une transformée de Fourier rapide inverse. La fonction d'autocorrélation du signal d'entrée du second amplificateur $R_{x,2}(\tau)$ s'écrit alors:

$$R_{x,2}(\tau) = \alpha^2 T F R I \{ S_{x,1}(f) \}. \quad (4.29)$$

Nous pouvons alors appliquer la relation 4.17 pour déterminer la densité spectrale de puissance du second amplificateur. De cette expression, nous déduisons alors

le spectre d'intermodulation de la cascade. Celui-ci est donné par la relation 4.19. Ce processus de calcul peut se répéter pour une cascade constituée de plus de deux amplificateurs. Nous obtenons alors les valeurs cumulées des battements composites produits par chacun des amplificateurs de cette cascade.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté trois modèles approximant la courbe de transfert en amplitude de l'élément actif étudié. Ces modèles nous ont permis de calculer, au moyen d'un algorithme de transformée de Fourier rapide, le spectre fréquentiel du signal de sortie du dispositif actif. Nous avons ainsi pu déduire les valeurs des battements composites résultant de la transmission du multiplex de porteuses pures. Nous avons ensuite adapté cette méthode à la détermination des valeurs de battements composites générés par une cascade d'amplificateurs identiques séparés par des longueurs de câble coaxial ou par des éléments passifs. Dans le chapitre suivant, nous détaillons les mesures effectuées pour chaque modèle. Nous y confrontons aussi les résultats des simulations informatiques effectuées pour plusieurs types d'amplificateur.

Chapitre 5

Mesures, Simulations et Comparaison des résultats

5.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté différents modèles pouvant caractériser le comportement non-linéaire d'un amplificateur de réseau câblé transmettant un signal multiplex fréquentiel. Nous avons montré que cette caractérisation pouvait être représentée, de manière pratique, par une mesure de battements composites. Aussi, ces modèles requièrent l'utilisation de mesures simples telles que:

- les mesures de rapports d'intermodulation de second et troisième ordre,
- la mesure de la caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur.

Nous avons donné des relations permettant de relier les résultats de ces mesures aux modèles de façon à déterminer le spectre d'intermodulation. Dans ce chapitre, nous utilisons les résultats des mesures et les modèles non-linéaires afin de calculer ces spectres. Dans la première partie de ce chapitre, nous décrivons brièvement le mode opératoire relatif à chacune de ces mesures ainsi que celui de la mesure de battements composites. Les résultats des mesures sont donnés dans la seconde partie de ce chapitre pour trois types d'amplificateur, pour une cascade d'amplificateurs identique et pour un plan de fréquences particulier. Dans une troisième partie, nous abordons l'explication des simulations informatiques réalisées dans le cadre de la validation de chacun de ces modèles. Enfin, nous

comparons les résultats issus des mesures avec ceux obtenus à l'aide des simulations informatiques des différents modèles non-linéaires. Cette analyse fait l'objet d'une quatrième partie dans ce chapitre.

5.2 Mesures non-linéaires d'un amplificateur

5.2.1 Généralités

Nous pouvons caractériser le comportement non-linéaire d'un amplificateur de plusieurs manières. Celles-ci dépendent de la nature du signal transmis par le dispositif actif. En effet, lorsque l'on transmet un signal composé d'une seule porteuse, nous utilisons de préférence la mesure de la caractéristique de transfert en amplitude. Dans le cas d'une transmission d'un signal multiplex fréquentiel, nous choisissons de caractériser le dispositif par des mesures de rapports d'intermodulation de second et de troisième ordre ou par des mesures de battements composites. Cependant ces dernières restent très difficiles à mettre en œuvre et demandent un équipement matériel conséquent. Dans ce paragraphe, nous détaillons les procédures relatives aux mesures de la caractéristique de transfert, de rapports d'intermodulation et de battements composites.

5.2.2 Mesure de la caractéristique de transfert

La mesure de la caractéristique de transfert en amplitude d'un dispositif actif est simple à réaliser. L'équipement matériel nécessaire est restreint. Il comprend un synthétiseur de fréquence, un mesureur de puissance et une sonde de mesure. La figure 5-1 présente ce dispositif de mesure. Cette mesure est une mesure

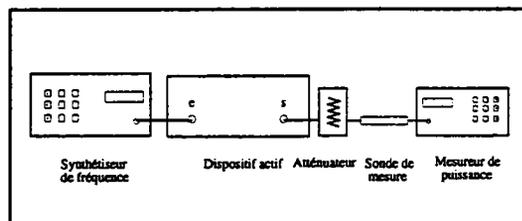


FIG. 5-1 - Banc de mesure de la caractéristique de transfert en amplitude.

de gain. Pour une fréquence donnée, nous faisons varier la puissance du signal d'entrée du dispositif et nous relevons la valeur de la puissance de sortie à l'aide du mesureur de puissance. La courbe obtenue est comparable à celle présentée dans le chapitre 4 pour l'amplificateur de réseau câblé de la marque PORTENSEIGNE et du type PM5545331. Nous remarquons que pour un amplificateur de réseau, cette caractéristique est indépendante de la fréquence. Cette remarque peut se vérifier sur la figure 5-2. Celle-ci représente les courbes de transfert de l'amplificateur PM5545341 pour plusieurs fréquences comprises entre 120 et 860 MHz.

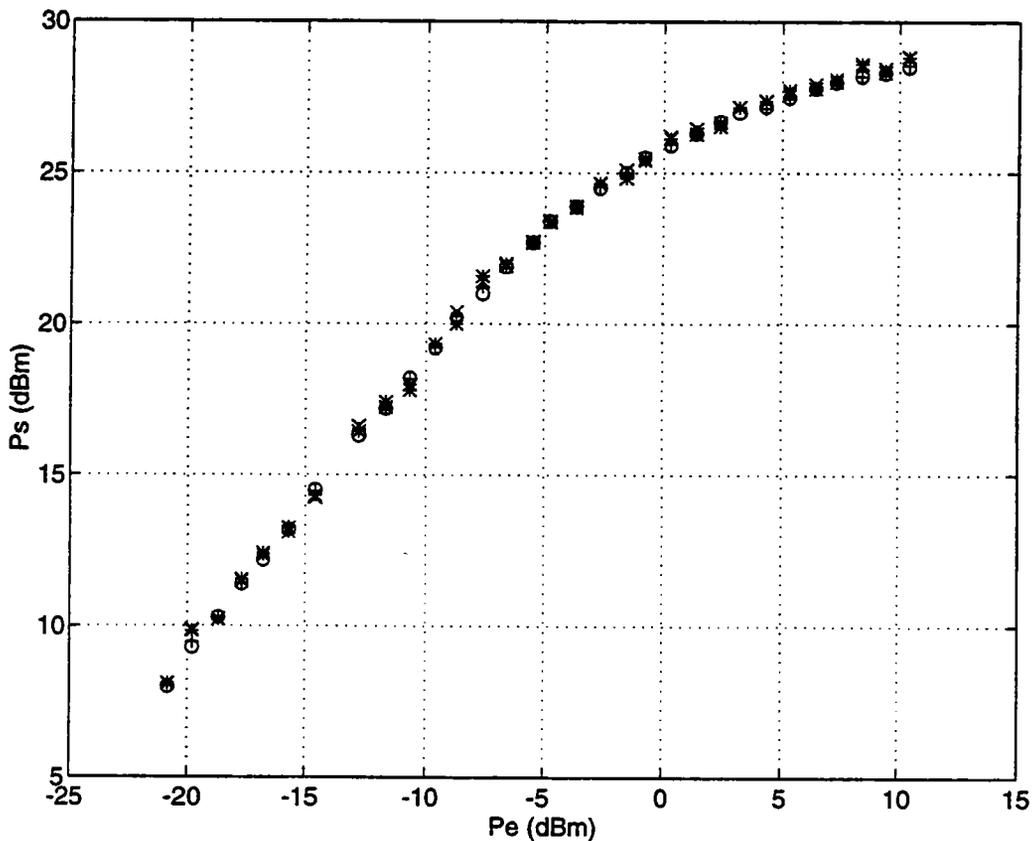


FIG. 5-2 - Caractéristique de transfert de l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341 pour plusieurs fréquences: (+) 120 MHz, (o) 400 MHz, (*) 600 MHz, (x) 800MHz.

Sur cette figure, nous constatons une uniformité de la caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur. Cette uniformité est indépendante de la fréquence choisie. Nous pouvons en conclure que cette caractéristique est une constante propre à chaque type d'amplificateur. La seconde mesure permettant

de caractériser la non-linéarité d'un système actif est celle des rapports d'intermodulation. Nous la décrivons dans le paragraphe suivant.

5.2.3 Mesures des rapports d'intermodulation

Les rapports d'intermodulation de second et troisième ordre ont été définis dans le chapitre 1. Ils représentent l'écart, exprimé en décibel, entre la puissance de la porteuse utile transmis par un dispositif actif et la puissance de la raie brouilleuse de second ou troisième ordre produite par le même dispositif. Pour démontrer l'existence de ces raies brouilleuses, nous avons utilisé une approximation polynomiale du troisième ordre de la caractéristique de transfert d'un amplificateur. Et, à l'aide d'un signal d'entrée composé de trois porteuses pures d'amplitudes égales, nous avons déterminé l'expression du signal de sortie de cet amplificateur. Dans ce dernier, nous avons identifié d'une part, les composantes d'amplification linéaire et d'autre part, les composantes de distorsions non-linéaires. Nous en avons déduit les expressions des rapports d'intermodulation. Pour mesurer ces grandeurs, nous opérons d'une manière similaire au développement théorique. L'amplificateur est soumis à un signal d'entrée composé de deux ou trois porteuses pures générées avec des synthétiseurs de fréquence. En sortie de l'amplificateur, nous mesurons respectivement la puissance de la raie de second ou de troisième ordre. Le dispositif de mesure est représenté sur la figure 5-3.

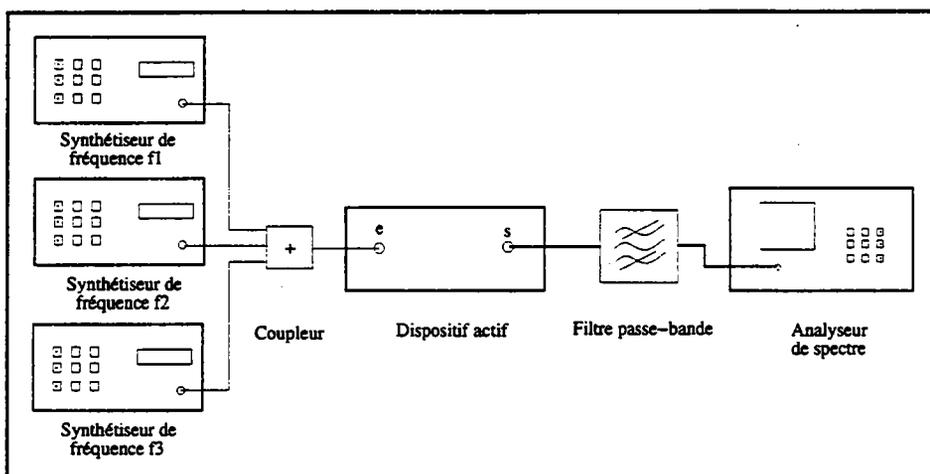


FIG. 5-3 - Schéma synoptique du banc de mesure des rapports d'intermodulation.

Nous choisissons arbitrairement les couples de fréquences (f_1, f_2) ou triplets (f_1, f_2, f_3) de façon à pouvoir mesurer la puissance de raies d'intermodulation situées à proximité de ces porteuses. De cette manière et en faisant varier les valeurs de fréquences f_1 , f_2 et f_3 entre 120 et 860 MHz, nous obtenons des mesures de rapports d'intermodulation sur l'intégralité de la bande passante de l'amplificateur. L'expérience montre que les rapports d'intermodulation de second et troisième ordre varient en fonction de la fréquence. Cela sera vérifié dans le paragraphe présentant les résultats des mesures. Dans le paragraphe suivant, nous décrivons la mesure de battements composites.

5.2.4 Mesure de battements composites

Les battements composites ont été précédemment définis comme étant le cumul, aux pieds des porteuses utiles, de tous les produits d'intermodulation générés par un dispositif actif et issus de la transmission d'un signal multiplex fréquentiel. Ils représentent l'écart, exprimé en décibel, entre la puissance d'une des porteuses et celle du brouilleur situé à sa base. Les mesures de caractéristique de transfert et de rapport d'intermodulation sont assez simples à mettre en œuvre et nécessitent un équipement matériel conventionnel. Par contre, la mesure de battements composites requiert l'utilisation d'un équipement spécifique destiné à créer le multiplex de porteuses vidéo transmis sur le réseau câblé. Cela est réalisé grâce à un générateur multi-porteuse. Ce générateur est constitué d'une ensemble de synthétiseurs de fréquence multiplexées par un coupleur. Le banc de mesure des battements composites est constitué de ce générateur, d'un filtre passe-bande accordable et d'un analyseur de spectre. Le filtre est destiné à éviter toute création de distorsions supplémentaires par le mélangeur actif situé à l'entrée de l'analyseur de spectre. La figure 5-4 présente un schéma synoptique de ce banc de mesure. La procédure de mesure est la suivante:

- réglage de l'amplitude des fréquences porteuses du plan de manière à obtenir un spectre "plat" en entrée du dispositif,
- sélection du canal de mesure à l'aide du filtre passe-bande accordable,
- mesure de la puissance de la porteuse filtrée à l'analyseur de spectre,
- inhibition de la porteuse observée de manière à pouvoir observer le battement composite existant à sa base,

- mesure de la puissance de la raie de battement composite, moyennage sur dix mesures et détermination de l'écart entre de la porteuse observée et celle de la raie brouilleuse.

Les trois dernières opérations s'effectuent dans des conditions particulières d'observation spectrale. En effet, la norme UTE C 90-125 spécifie les conditions de mesures de battements composites de manière à avoir [UTE92]:

- une fenêtre d'observation ou "span" de largeur égale à 500 kHz,
- l'atténuateur d'entrée de l'analyseur de spectre réglé à 0 dB,
- une fenêtre de résolution de l'analyseur ou "Resolution BandWidth RBW" de largeur 30 kHz,
- une fenêtre vidéo ou "Video BandWidth VBW" de largeur 10 Hz.

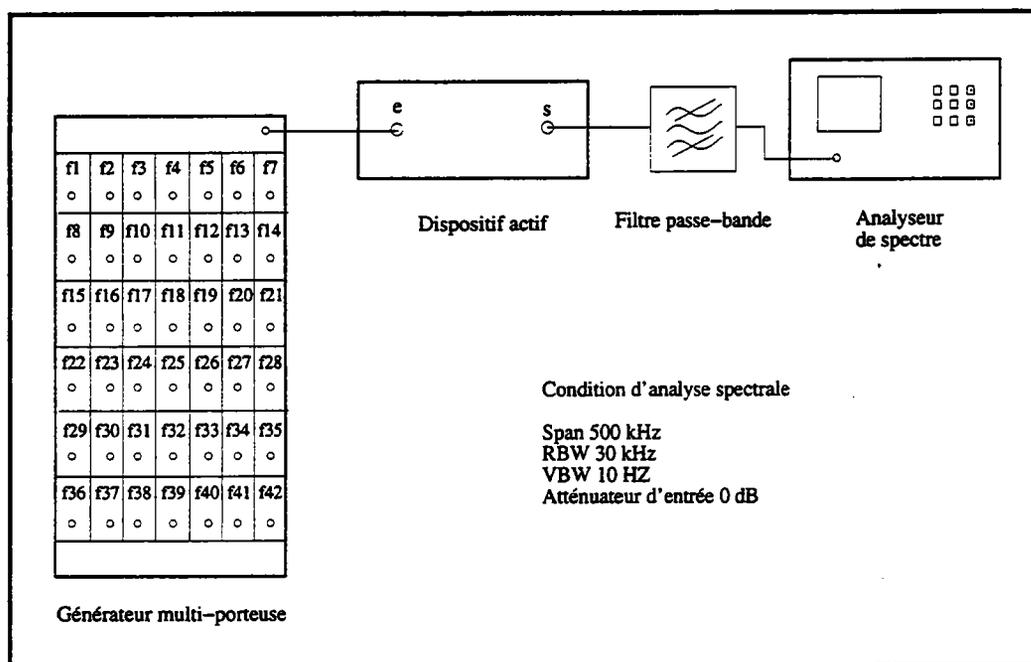


FIG. 5-4 - Schéma synoptique du banc de mesure de battements composites.

La procédure de mesure décrite ci-dessus est répétée pour chaque fréquence du plan. Cependant, du fait de cette répétitivité et de la lenteur des mesures due au moyennage, nous avons décidé d'effectuer ces mesures pour une dix canaux équitablement répartis entre 120 et 860 MHz. Il nous est alors possible de déterminer une variation du battement composite en fonction de la fréquence.

5.2.5 Conclusion

Dans les trois paragraphes précédents, nous avons brièvement introduit les différentes mesures permettant de caractériser la non-linéarité un amplificateur. Les modèles non-linéaires proposés dans les chapitres 2, 3 et 4 utilisent certaines de ces mesures (caractéristique de transfert en amplitude et rapports d'intermodulation) pour déterminer les valeurs de battements composites générés par cet amplificateur. Les paragraphes suivants présentent les résultats de mesures non-linéaires effectuées sur quatre dispositifs actifs différents. Ceux-ci sont:

- l'amplificateur de réseau câblé de la marque PORTENSEIGNE du type PM5545331,
- l'amplificateur de réseau câblé de la marque PORTENSEIGNE du type PM5545341,
- l'amplificateur hybride de type *Push-Pull* de la marque PHILIPS du type BGX885,
- la cascade de trois amplificateurs hybrides de type *Push-Pull* de la marque PHILIPS du type BGX885.

5.3 Mesures de non-linéarités de l'amplificateur Portenseigne de type PM5545331

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats des mesures de non-linéarités réalisées sur l'amplificateur de réseau câblé de la marque PORTENSEIGNE et du type PM5545331. Cet amplificateur est utilisé sur le réseau de distribution. Il est composé de deux étages; le premier est un étage transistorisé, le second est conçu à partir d'un hybride de type *Push-Pull*. Son gain est d'environ 23 dB. Sa fiche technique est disponible en annexe 4.

5.3.1 Caractéristique de transfert

La caractéristique de transfert de l'amplificateur PM5545331 est mesurée selon la procédure décrite au paragraphe 5.2.2. Nous faisons varier sa puissance d'entrée de -20 à 10 dBm. La puissance de sortie de ce dispositif est relevée à l'aide

d'un mesureur de puissance. La figure 5-5 présente la courbe de transfert en amplitude de cet amplificateur. De cette courbe, nous pouvons déduire un paramètre représentatif de la non-linéarité du système, le point de compression de 1 dB. La valeur de ce paramètre correspond à la puissance de sortie du dispositif lorsque sa caractéristique s'éloigne de 1 dB de la caractéristique linéaire dont la pente est égale au gain. Pour cet amplificateur, ce point de 1 dB de compression vaut 23 dBm. En approximant cette caractéristique par l'une des fonctions utilisées par les modèles de Price ou de lissage, nous déduisons le spectre de battements composites créés par cet amplificateur. Ce point est développé dans le paragraphe présentant les résultats des simulations effectuées pour ce dispositif.

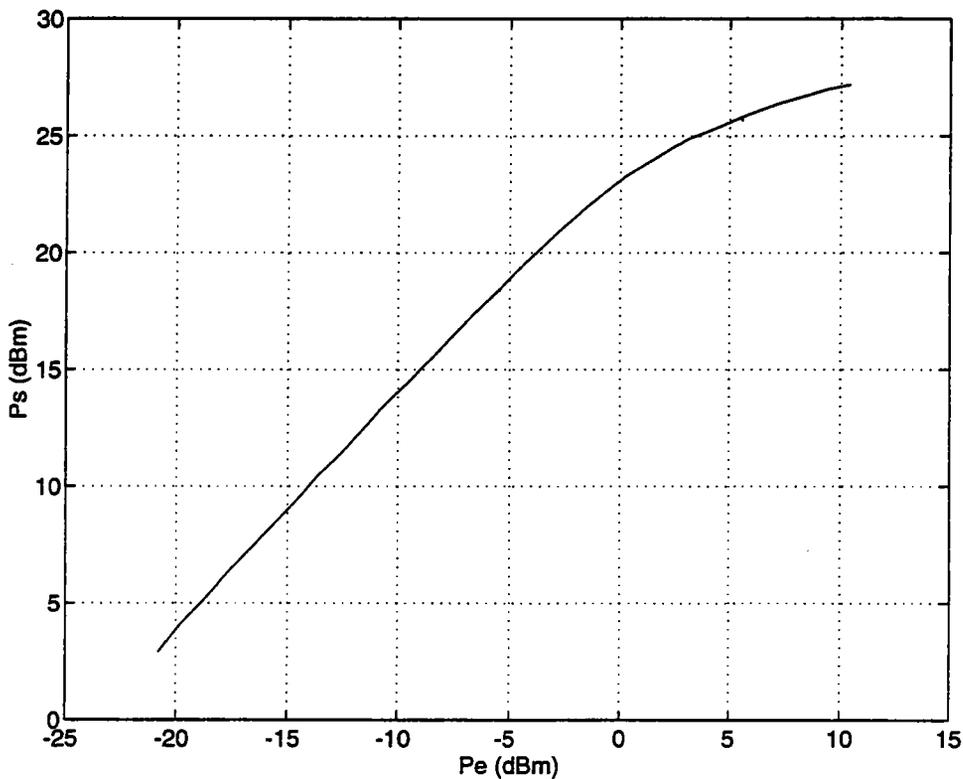


FIG. 5-5 - Caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur de réseau PORTENSEIGNE PM5545331.

5.3.2 Rapports d'intermodulation

Les mesures des rapports d'intermodulation de second et troisième ordre, respectivement notés *IM2* et *IM3*, sont réalisées selon la procédure décrite au

paragraphe 5.2.3. Pour le troisième ordre, les produits mesurés sont ceux dont l'amplitude est la plus élevée. Ce sont ceux du type $f_1 \pm f_2 \pm f_3$. Les résultats des mesures de rapports d'intermodulation d'ordre 3 sont récapitulés dans le tableau 5.1. L'expérience montre une similarité des valeurs de rapports d'intermodulation pour les produits du type $f_1 + f_2 - f_3$ et $f_1 - f_2 + f_3$.

Fréquences f_1, f_2, f_3 (MHz)	$f_1 + f_2 - f_3$	IM3 (dB)	$f_1 - f_2 + f_3$	IM3 (dB)
130 - 141 - 142	129	70,2	131	70,5
200 - 212 - 211	199	69,0	201	69,2
270 - 281 - 282	269	68,7	281	68,7
340 - 351 - 352	339	67,9	341	67,8
410 - 421 - 422	409	67,1	411	67,2
480 - 491 - 492	479	65,9	481	66,2
550 - 561 - 562	549	65,4	551	65,3
620 - 631 - 632	619	65,6	621	65,5
690 - 701 - 702	689	65,2	691	65,1
760 - 771 - 772	759	63,8	761	64,4
830 - 841 - 842	829	62,5	831	62,9

TAB. 5.1 - Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 4 dBm.

La similarité des résultats obtenues pour les rapports d'intermodulation d'ordre 3 n'est pas vérifiée au second ordre. En effet, nous observons une différence assez importante entre les rapports obtenus pour les produits de type $f_1 + f_2$ et pour ceux de type $f_1 - f_2$. De plus, nous notons une différence encore plus sensible entre les rapports mesurés pour une fréquence donnée et résultant d'une combinaison de fréquences différentes. Ces phénomènes peuvent s'expliquer en examinant plus précisément le comportement de l'amplificateur hybride *Push-Pull*. Cette étude fera l'objet d'un paragraphe particulier lorsque nous détaillerons les résultats des mesures non-linéaires obtenues avec ce genre de dispositif. Nous présentons ici les résultats de mesures de rapports d'intermodulation de second ordre réalisées pour plusieurs produits résultant de type $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$ et pour plusieurs couples de fréquences f_1 et f_2 . L'ensemble de ces résultats est regroupé dans le

tableau 5.2. Dans ce tableau, nous avons choisi plusieurs couples de fréquences donnant le même produit d'intermodulation d'ordre 2 dont nous avons mesuré le rapport de type $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$.

Fréquences f_1 et f_2 (MHz)	$f_1 - f_2$	IM2(dB)	$f_1 + f_2$	IM2(dB)
430-300	130	68,0	730	50,3
330-200	130	67,7	530	52,4
530-330	200	56,7	860	51,6
430-230	200	54,4	660	49,3
530-260	270	57,5	790	52,7
430-160	270	54,8	590	51,3
530-190	340	66,0	720	51,0
470-130	340	67,6	600	51,8
630-220	410	64,7	850	53,2
580-170	410	65,0	750	55,2
630-150	480	64,0	780	55,0
610-130	480	67,0	740	54,5
680-150	550	57,3	810	57,0
630-220	550	57,8	850	57,4
630-200	430	67,3	830	56,0
530-300	230	54,3	830	53,5

TAB. 5.2 - Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 2 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 4 dBm.

Ces résultats sont utilisés pour simuler le comportement non-linéaire de l'amplificateur à l'aide du modèle de Volterra. Cependant, pour valider ce modèle, nous devons effectuer des mesures de battements composites. Celles-ci sont rapportées dans le paragraphe suivant.

5.3.3 Battements composites

Les mesures de battements composites générés par l'amplificateur PM5545331 présentés dans ce paragraphe ont été réalisées en considérant le plan de fréquences particulier. Ce plan contient 45 porteuses pures dont les fréquences sont les suivantes; 120, 128, 136, 144, 152, 160, 168, 176, 184, 192, 200, 208, 216, 224, 232, 240, 248, 256, 264, 272, 303.25, 315.25, 327.25, 339.25, 351.25, 363.25, 375.25, 387.25, 399.25, 411.25, 471.25, 495.25, 519.25, 543.25, 567.25, 591.25, 615.25, 639.25, 663.25, 687.25, 711.25, 735.25, 759.25, 783.25, 807.25 MHz. Leur niveau respectif en sortie d'amplificateur est égal à -5 dBm. Nous respectons la procédure de mesure décrite au paragraphe 5.2.4 et nous choisissons 10 canaux de mesure parmi les 45 détaillés ci-dessus. Les résultats sont présentés dans le tableau 5.3.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	67,2	67,0	66,2	66,0	65,5
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	64,5	63,0	61,6	63,0	61,5

TAB. 5.3 - Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331: Mesures de battements composites pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Nous remarquons que les valeurs de battements composites diminuent avec la fréquence. Il en est de même pour le rapport d'intermodulation d'ordre 3. Cette loi n'est cependant pas vérifiée pour le rapport d'intermodulation d'ordre 2. Dans le prochain paragraphe, nous restituons les résultats des différentes mesures non-linéaires réalisées avec un amplificateur de la marque PORTENSEIGNE, du type PM5545341.

5.4 Mesures de non-linéarités de l'amplificateur Portenseigne du type PM5545341

Cet amplificateur est utilisé sur le réseau de distribution. Il est constitué de deux étages d'amplification. Le premier est composé de deux transistors disposés en cascade. Le second étage est conçu à partir d'un amplificateur hybride *Push-Pull*

de la marque PHILIPS et du type BGX 885. Son gain est d'environ 30 dB. La fiche technique de l'amplificateur est disponible en annexe 5. Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats des mesures non-linéaires effectuées sur cet amplificateur.

5.4.1 Caractéristique de transfert

La caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341 a été mesurée selon la procédure décrite au paragraphe 5.2.2. Nous avons fait varier la puissance de la porteuse de -21 dBm à 10 dBm. Nous avons relevé la puissance de sortie de la porteuse au mesureur de puissance. Le courbe de transfert en amplitude obtenue est présentée sur le figure 5-6.

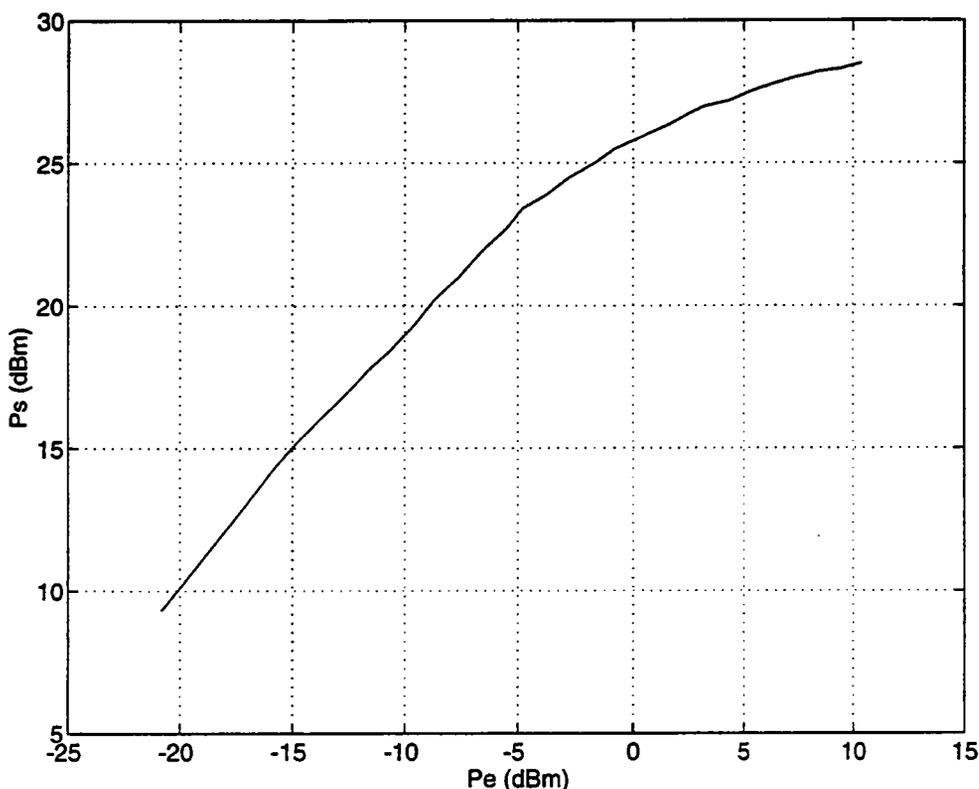


FIG. 5-6 - Caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur de réseau PORTENSEIGNE PM5545341.

De cette figure, nous déduisons le point de compression de 1 dB. Il vaut 24 dBm pour cet amplificateur. Par ailleurs, sa puissance de sortie maximum à la saturation est d'environ 29 dBm. De même que pour l'amplificateur PM5545331, nous pourrions après lissage, exploiter cette caractéristique de manière à détermi-

ner le spectre de battements composites générés par ce dispositif. Nous utiliserons soit, le modèle de Price, soit l'un des modèles de lissage proposés dans le chapitre 4. Le paragraphe suivant est consacré aux mesures de rapports d'intermodulation de second et troisième ordre.

5.4.2 Rapports d'intermodulation

Nous avons effectué des mesures de rapports d'intermodulation d'ordre 3 sur l'amplificateur PM5545341 selon la procédure décrite au paragraphe 5.2.3. Ces mesures ont été réalisées pour plusieurs triplets de fréquences f_1 , f_2 et f_3 et pour deux types de produits de battements triples; $f_1 - f_2 + f_3$ et $f_1 + f_2 - f_3$. Les résultats sont transcrits dans le tableau 5.4.

Fréquences f_1, f_2, f_3 (MHz)	$f_1 + f_2 - f_3$	IM3 (dB)	$f_1 - f_2 + f_3$	IM3 (dB)
130 - 141 - 142	129	69,2	131	69,5
200 - 212 - 211	199	68,0	201	68,2
270 - 281 - 282	269	67,7	281	67,7
340 - 351 - 352	339	66,9	341	66,8
410 - 421 - 422	409	66,1	411	66,2
480 - 491 - 492	479	64,9	481	65,2
550 - 561 - 562	549	64,4	551	64,3
620 - 631 - 632	619	64,6	621	64,5
690 - 701 - 702	689	64,2	691	64,1
760 - 771 - 772	759	62,8	761	63,4
830 - 841 - 842	829	61,5	831	61,9

TAB. 5.4 - Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 4 dBm.

De même que pour l'amplificateur PM5545331, cet amplificateur présente des rapports d'intermodulation de troisième ordre similaires quelque soit le type de produit considéré. Nous remarquons aussi que ces produits décroissent avec la fréquence. Cependant, ces deux constatations ne sont pas valables pour les rapports d'intermodulation de second ordre. Ici encore, nous observons une différence importante entre des rapports obtenus pour les produits de type $f_1 + f_2$ et pour ceux

de type $f_1 - f_2$. De plus, les mêmes produits, obtenus à partir de combinaisons de fréquences f_1 et f_2 différentes, ne possèdent pas la même valeur de rapport d'intermodulation. Cela est peut être dû à la présence de l'hybride PHILPIS BGX 885 dans l'étage de sortie de ce type d'amplificateur. Les résultats des mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 2 sont présentés dans le tableau 5.5.

Fréquences f_1 et f_2 (MHz)	$f_1 - f_2$	IM2(dB)	$f_1 + f_2$	IM2(dB)
430-300	130	75,1	730	57,4
330-200	130	74,3	530	60,0
530-330	200	63,5	860	58,7
430-230	200	61,3	660	56,6
530-260	270	64,5	790	59,8
430-160	270	61,7	590	58,5
530-190	340	73,8	720	58,3
470-130	340	74,6	600	58,2
630-220	410	71,5	850	60,3
580-170	410	72,0	750	62,2
630-150	480	71,3	780	63,0
610-130	480	70,0	740	61,5
680-150	550	64,3	810	64,2
630-220	550	64,8	850	64,6
630-200	430	74,1	830	63,0
530-300	230	61,2	830	60,5

TAB. 5.5 - Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 2 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 4 dBm.

Nous exploitons ces résultats dans les simulations utilisant le modèle de Volterra. Le paragraphe suivant présente les résultats des mesures de battements composites réalisées avec cet amplificateur.

5.4.3 Battements composites

Nous avons effectué les mesures de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341 selon la procédure et les réglages préconisés dans le paragraphe 5.2.4. Le plan de fréquences retenu est celui décrit dans le paragraphe 5.3.3. Parmi les 45 porteuses que contient ce plan, nous avons effectué une mesure de battements composites sur dix d'entre-elles. Les résultats des ces dix mesures sont transcrits dans le tableau 5.6.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	70,2	69,5	68,5	68,1	67,6
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	66,4	64,0	62,0	64,0	62,0

TAB. 5.6 - Amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341: Mesures de battements composites d'un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Nous constatons que les valeurs de battements composites diminuent lorsque la fréquence à laquelle ils sont mesurés augmente. Nous utiliserons ces résultats afin de valider les différents modèles non-linéaires proposés. Dans le paragraphe suivant, nous détaillons les résultats des mesures non-linéaires réalisées sur l'amplificateur hybride *Push-Pull* PHILIPS BGX 885 constituant l'étage de sortie des deux amplificateurs mesurés précédemment.

5.5 Mesures de non-linéarités de l'amplificateur hybride *Push-Pull* PHILIPS BGX 885

L'amplificateur PHILIPS BGX 885 est un hybride de type *Push-Pull* (voir le chapitre 1). Son gain est d'environ 17 dB. Sa fiche technique est disponible en annexe 6. Cet amplificateur hybride équipe l'étage de sortie d'un grand nombre d'amplificateurs de réseau câblé. Lorsqu'il ne s'agit pas exactement de ce modèle, les industriels utilisent un hybride *Push-Pull* de conception identique. Avant d'expliquer pourquoi ce type d'amplificateur est à l'origine de résultats inattendus pour ce qui concerne les mesures de rapports d'intermodulation de second ordre

des amplificateurs PORTENSEIGNE, nous présentons dans ce paragraphe les résultats des différentes mesures de non-linéarités effectuées sur cet amplificateur.

5.5.1 Caractéristique de transfert

Nous avons mesuré la caractéristique de transfert en amplitude de cet hybride selon la procédure décrite au paragraphe 5.2.2. Nous avons fait varier la puissance du signal d'entrée composé d'une porteuse de -20 à 16 dBm. Nous avons relevé la puissance du signal en sortie de l'amplificateur à l'aide d'un mesureur de puissance. La caractéristique de transfert obtenue est représentée sur la figure 5-7.

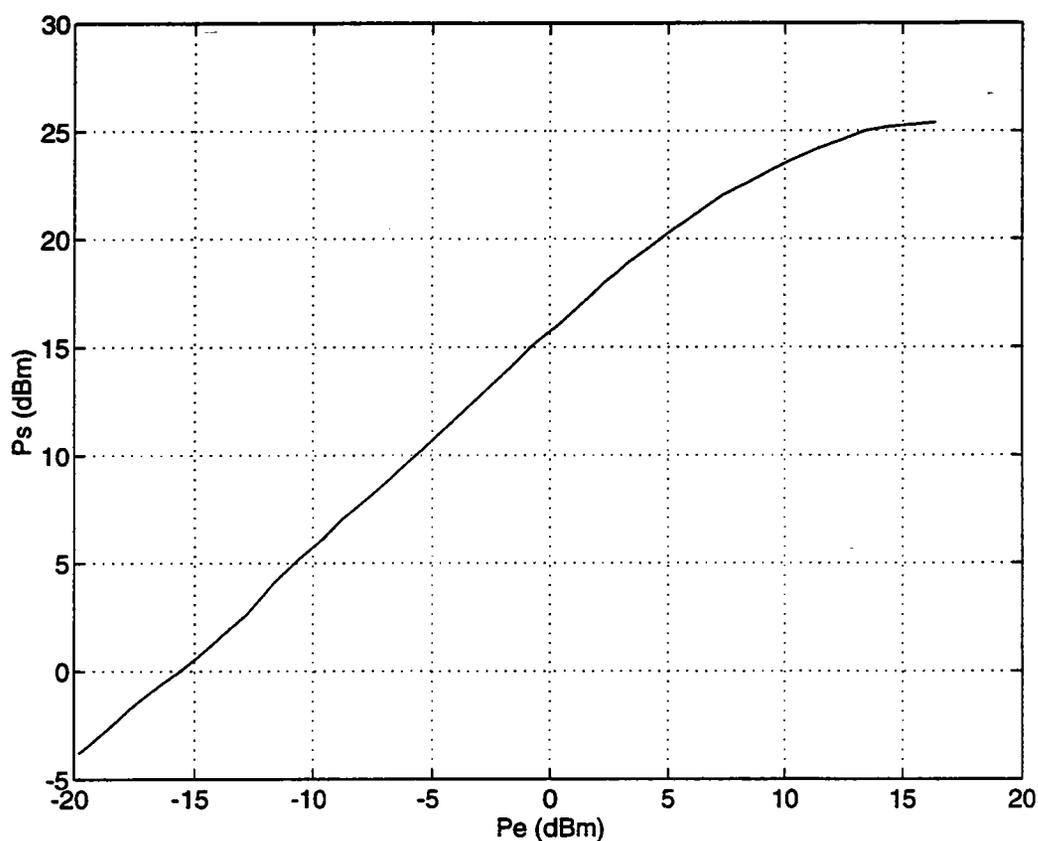


FIG. 5-7 - Caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur hybride *Push-Pull* PHILIPS BGX 885.

De cette figure, nous déduisons d'une part, la puissance de sortie de l'amplificateur à son point de 1 dB de compression et d'autre part, la puissance de

sortie à la saturation. Ces paramètres valent respectivement 21 dBm et 24 dBm. Le lissage de cette caractéristique nous permettra de calculer son spectre de battements composites pour le plan de fréquences décrit en 5.3.3. Nous utiliserons alors le modèle de Price ou l'un des modèles de lissage proposés dans le chapitre 4. Par ailleurs, nous pourrons utiliser les résultats obtenus de manière à valider les modèles non-linéaires pour une cascade d'amplificateurs identiques. Ce point sera traité dans un prochain paragraphe.

5.5.2 Rapports d'intermodulation

Les mesures de rapports d'intermodulation de second et troisième ordre ont été réalisées en respectant la procédure rappelée en 5.2.3. Nous avons mesuré les rapports correspondants aux produits de battements triples de type $f_1 + f_2 - f_3$ et $f_1 - f_2 + f_3$, pour une puissance en sortie d'amplificateur égale à 5 dBm par porteuse. Les résultats de ces mesures sont transcrits dans le tableau 5.7

Fréquences f_1, f_2, f_3 (MHz)	$f_1 + f_2 - f_3$	IM3 (dB)	$f_1 - f_2 + f_3$	IM3 (dB)
130 - 141 - 142	129	67,0	131	67,0
200 - 212 - 211	199	66,5	201	66,4
270 - 281 - 282	269	65,5	281	65,3
340 - 351 - 352	339	64,7	341	64,5
410 - 421 - 422	409	64,4	411	64,4
480 - 491 - 492	479	64,1	481	64,1
550 - 561 - 562	549	64,4	551	64,1
620 - 631 - 632	619	64,3	621	64,1
690 - 701 - 702	689	64,4	691	64,3
760 - 771 - 772	759	64,1	761	63,7
830 - 841 - 842	829	62,9	831	62,4

TAB. 5.7 - Amplificateur hybride PHILIPS BGX 885: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la fréquence et pour un niveau de sortie de 5 dBm.

Ce tableau nous permet d'observer une similitude des valeurs de rapports d'intermodulation pour les deux types de battements triples mesurés. Comme

nous l'avons vu pour les deux amplificateurs étudiés auparavant, cette remarque n'est pas valable pour les mesures de rapport d'intermodulation de second ordre. Cela est dû à la constitution interne de l'hybride *Push-Pull*. En effet, si nous l'observons plus précisément, ce type d'amplificateur hybride est composé de deux amplificateurs ainsi que de deux coupleurs (voir le chapitre 1). Comme nous le signalions au paragraphe 1.1.3, ces éléments sont supposés être identiques deux à deux. Seulement dans la pratique, il est très difficile de construire deux coupleurs possédant les mêmes pertes d'insertion et les mêmes déphasages entre entrées ou sorties. Cette observation s'applique aussi au gain et au temps de propagation de groupe des deux amplificateurs utilisés. En fonction des disparités des paramètres intrinsèques de ces composants, nous pouvons exprimer analytiquement l'écart existant entre les rapports d'intermodulation de type $f_1 + f_2$ et ceux de type $f_1 - f_2$. Reprenons la figure 1-7 et considérons une dispersion des valeurs de déphasage introduit par les coupleurs. Le coupleur d'entrée présente alors un déphasage entre entrées de $(180 + \delta\phi)$ degrés. Pour le coupleur de sortie, le déphasage entre sorties de $(180 + \delta\phi')$ degrés. Si nous soumettons ce nouvel hybride à un signal d'entrée composé de deux porteuses pures de fréquence f_1 et f_2 et d'amplitude respective a_1 et a_2 . Ce signal s'écrit:

$$x(t) = a_1 \cos(2\pi f_1 t) + a_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (5.1)$$

Les signaux obtenus en sortie du coupleur d'entrée s'écrivent alors:

- dans la branche 1:

$$x_1(t) = 0.707 [a_1 \cos(2\pi f_1 t) + a_2 \cos(2\pi f_2 t)] \quad (5.2)$$

- dans la branche 2:

$$x_2(t) = 0.707 [a_1 \cos(2\pi f_1 t + 180 + \delta\phi) + a_2 \cos(2\pi f_2 t + 180 + \delta\phi)]. \quad (5.3)$$

Nous pouvons déterminer l'expression des produits d'intermodulation d'ordre 2 du type $f_1 - f_2$ et $f_1 + f_2$ générés par chaque amplificateur. Il vient:

- dans la branche 3:

$$x_3(t)_{f_1+f_2} = 0.707^2 \frac{a_1 a_2}{2} \cos [2\pi(f_1 + f_2)t] \quad (5.4)$$

$$x_3(t)_{f_1-f_2} = 0.707^2 \frac{a_1 a_2}{2} \cos [(2\pi(f_1 - f_2)t)] \quad (5.5)$$

- dans la branche 4:

$$x_4(t)_{f_1+f_2} = 0.707^2 \frac{a_1 a_2}{2} [\cos(2\pi(f_1 + f_2)t + 360 + 2\delta\phi)] \quad (5.6)$$

$$x_4(t)_{f_1-f_2} = 0.707^2 \frac{a_1 a_2}{2} \cos [2\pi(f_1 + f_2)t]. \quad (5.7)$$

Les signaux $x_3(t)$ et $x_4(t)$ sont combinés dans le coupleur de sortie. Aussi les produits issus de la branche 3 subissent un déphasage de $(180 + \delta\phi')$ degrés par rapport à ceux de la branche 4. Nous pouvons alors écrire l'expression des produits de second ordre obtenus en sortie de l'hybride:

$$s(t)_{f_1+f_2} = \frac{a_1 a_2}{2} \{ \cos[2\pi(f_1 + f_2)t + 2\delta\phi] + \cos[2\pi(f_1 + f_2)t + 180 + \delta\phi'] \} \quad (5.8)$$

$$s(t)_{f_1-f_2} = \frac{a_1 a_2}{2} \{ \cos[2\pi(f_1 - f_2)t] + \cos[2\pi(f_1 - f_2)t + 180 + \delta\phi'] \} \quad (5.9)$$

En calculant les normes de ces deux produits d'intermodulation nous obtenons:

$$|s(t)_{f_1+f_2}| = \frac{a_1 a_2}{2} \sqrt{2 - 2[\cos(2\delta\phi) \cos(\delta\phi') + \sin(2\delta\phi) \sin(\delta\phi')]} \quad (5.10)$$

$$|s(t)_{f_1-f_2}| = \frac{a_1 a_2}{2} \sqrt{2 - 2 \cos(\delta\phi')} \quad (5.11)$$

Il nous est alors facile d'exprimer l'écart existant entre les deux types de produits de second ordre. Exprimée en décibel, l'expression de cet écart s'écrit:

$$\begin{aligned} \Delta(f_1 + f_2, f_1 - f_2) &= 20 \log_{10} \sqrt{\frac{2 - 2[\cos(2\delta\phi) \cos(\delta\phi') + \sin(2\delta\phi) \sin(\delta\phi')]}{2 - 2 \cos(\delta\phi')}} \\ &= 10 \log_{10} \left\{ \frac{1 - [\cos(2\delta\phi) \cos(\delta\phi') + \sin(2\delta\phi) \sin(\delta\phi')]}{1 - \cos(\delta\phi')} \right\} \end{aligned} \quad (5.12)$$

La figure 5-8 présente un réseau de courbes représentatives de l'écart Δ calculé en fonction des dispersions des valeurs de déphasages $\delta\phi$ et $\delta\phi'$. Ces courbes nous montrent par exemple que pour des dispersions de déphasages $\delta\phi$ et $\delta\phi'$ égales respectivement à 4 et 2 degrés, l'écart entre les deux types de produits d'ordre 2 peut atteindre 6 dB. Pour déterminer cet écart, nous avons considéré les seules dispersions des valeurs de déphasages entre entrées ou sorties des coupleurs. Nous pourrions recommencer ce calcul en considérant d'autres dispersions; celles des

gains des amplificateurs ou celles des pertes d'insertion des coupleurs. Dans ce cas, nous obtiendrions des écarts supérieurs à ceux calculés précédemment. Par ailleurs, il est facile de montrer que les valeurs des produits d'intermodulation de troisième ordre des types $f_1 + f_2 - f_3$ et $f_1 - f_2 + f_3$ ne présentent que des différences minimales. L'écart entre ces deux types de produits de battements triples est alors donné par la relation:

$$\Delta(f_1 + f_2 - f_3, f_1 - f_2 + f_3) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{1 + \cos(\delta\phi) \cos(\delta\phi') + \sin(\delta\phi) \sin(\delta\phi')}{1 + \cos(3\delta\phi) \cos(\delta\phi') + \sin(3\delta\phi) \sin(\delta\phi')} \right\} \quad (5.13)$$

En reprenant les valeurs de $\delta\phi$ et $\delta\phi'$ considérées auparavant (respectivement 4 et 2 degrés), nous obtenons un écart entre les produits de types $f_1 + f_2 - f_3$ et $f_1 - f_2 + f_3$ de l'ordre de 0,031 dB. La figure 5-9 présente un réseau de courbes similaires à celui tracé pour les produits de second ordre. Les résultats donnés ici sont vérifiés par les mesures de rapports d'intermodulation de second et troisième ordre réalisées avec l'hybride PHILIPS BGX 885. Celles-ci sont respectivement transcrites dans les tableaux 5.8 et 5.7.

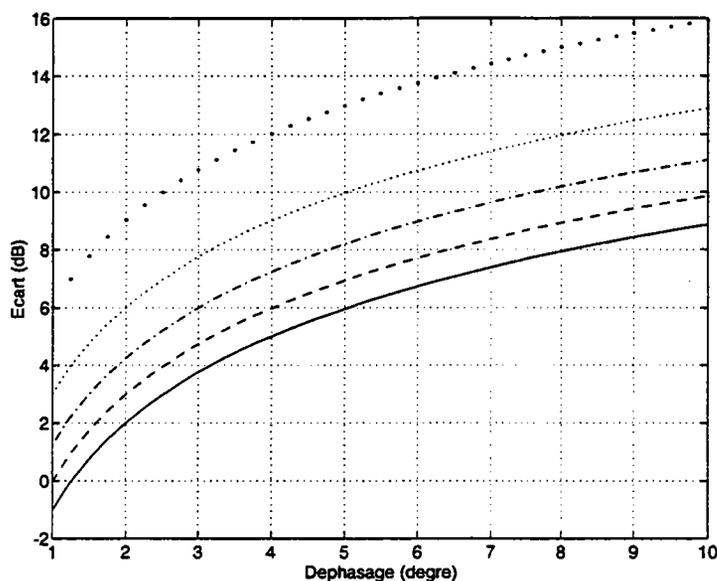


FIG. 5-8 - Réseau de courbes représentatives de l'écart Δ entre les produits d'intermodulation $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$ en fonction des dispersions $\delta\phi$ du déphasage du coupleur d'entrée et pour plusieurs valeurs de dispersion du déphasage du coupleur de sortie: ($\cdot \cdot \cdot$) $\delta\phi' = 1$ degré, (\cdots) $\delta\phi' = 2$ degrés, ($---$) $\delta\phi' = 3$ degrés, ($- \cdot -$) $\delta\phi' = 4$ degrés, ($---$) $\delta\phi' = 5$ degrés.

Fréquences f_1 et f_2 (MHz)	$f_1 - f_2$	IM2(dB)	$f_1 + f_2$	IM2(dB)
430-300	130	75,0	730	60,7
330-200	130	73,9	530	62,0
530-330	200	63,0	860	63,1
430-230	200	60,8	660	58,8
530-260	270	64,7	790	63,1
430-160	270	62,0	590	60,5
530-190	340	73,5	720	61,6
470-130	340	74,2	600	59,9
630-220	410	71,0	850	63,7
580-170	410	71,5	750	65,5
630-150	480	72,5	780	66,3
610-130	480	71,3	740	64,8
680-150	550	66,3	810	67,6
630-220	550	66,8	850	68,0
630-200	430	73,1	830	66,4
530-300	230	62,0	830	63,8

TAB. 5.8 - Amplificateur hybride PHILIPS BGX 885: Mesures de rapport d'intermodulation d'ordre 2 en fonction de la fréquence, pour un niveau de sortie de 5 dBm et pour des produits de types $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$.

Les mesures de rapports d'intermodulation d'ordre 2 de l'amplificateur hybride PHILIPS BGX 885 nous apportent la confirmation de ce que nous annonçons précédemment. En effet, nous constatons une différence importante entre les valeurs des rapports correspondant aux produits de type $f_1 + f_2$ et ceux de type $f_1 - f_2$. Cette constatation rejoint aussi celles faites lors des mesures effectuées sur les amplificateurs PORTENSEIGNE PM5545331 et PM5545341. Ces mesures, ainsi que celles des rapports d'intermodulation de troisième ordre, seront utilisées afin de valider le modèle non-linéaire de Volterra pour un calcul de battements composites. Pour cela, nous devons réaliser des mesures de battements composites sur cet amplificateur. Les résultats de ces mesures sont présentés dans le paragraphe suivant.

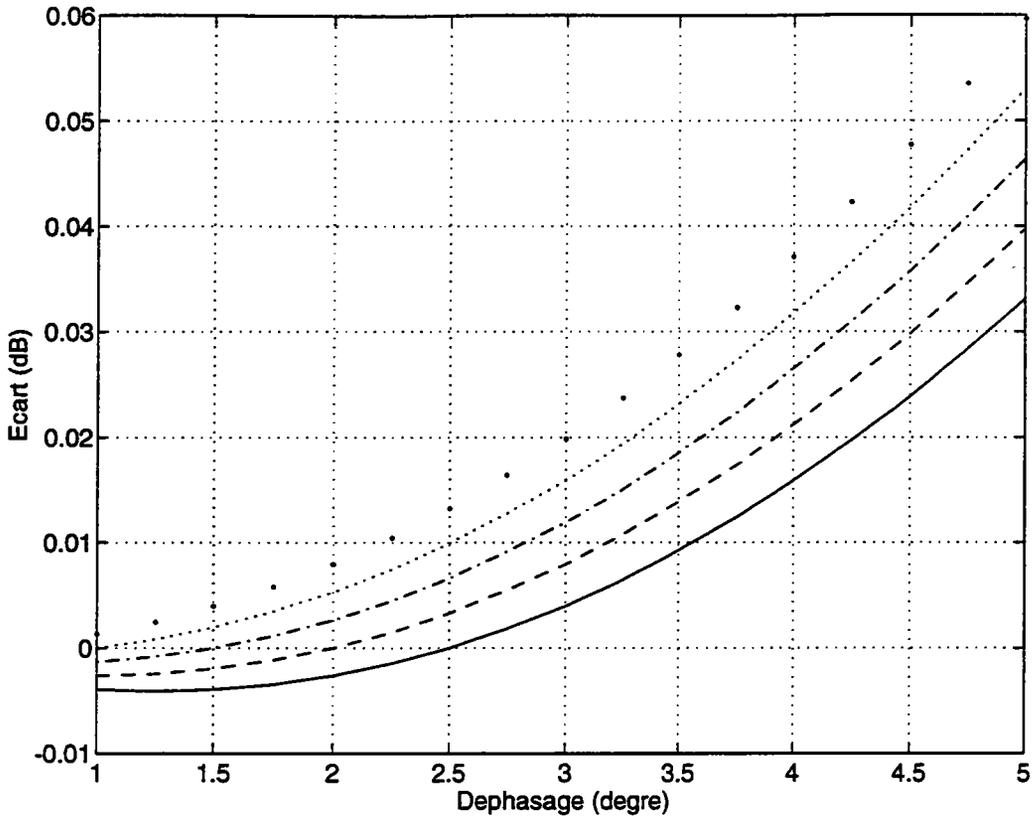


FIG. 5-9 - Réseau de courbes représentatives de l'écart Δ entre les produits d'intermodulation $f_1 + f_2 - f_3$ et $f_1 - f_2 + f_3$ en fonction des dispersions $\delta\phi$ du déphasage du coupleur d'entrée et pour plusieurs valeurs de dispersion du déphasage du coupleur de sortie: ($\cdot \cdot$) $\delta\phi' = 1$ degré, (\cdots) $\delta\phi' = 2$ degrés, ($---$) $\delta\phi' = 3$ degrés, ($- -$) $\delta\phi' = 4$ degrés, ($—$) $\delta\phi' = 5$ degrés.

5.5.3 Battements composites

Les mesures de battements composites de l'amplificateur hybride PHILIPS BGX 885 ont été réalisées en respectant la procédure décrite au paragraphe 5.2.4. Le plan de fréquences choisi est celui proposé au paragraphe 5.3.3. Nous avons effectué ces mesures de battements composites sur un dizaine de canaux équitablement répartis sur les différentes bandes comprises entre 120 et 860 MHz. La puissance de sortie de chacune des porteuses est de - 5 dBm. Les résultats de ces mesures sont transcrites dans le tableau 5.9. Ils nous permettront de déduire de la validité de chaque modèle non-linéaires proposés.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	71,2	70,6	70,6	70,6	70,1
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	70,1	70,1	68,5	69,5	67,5

TAB. 5.9 - Amplificateur hybride PHILIPS BGX 885: Mesures de battements composites avec un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

5.6 Mesures non-linéaires d'une cascade de trois amplificateurs *Push-Pull* PHILIPS BGX 885

Dans ce paragraphe, nous présentons uniquement les résultats des mesures de battements composites réalisées sur une cascade de trois amplificateurs de type *Push-Pull* BGX 885 de la marque PHILIPS. Deux amplificateurs successifs sont séparés par un atténuateur. La valeur d'atténuation compense le gain d'un amplificateur. Le tableau 5.10 donne les résultats des mesures de battements composites générés par cette cascade et issus de la transmission d'un signal multiplex fréquentiel proposé au paragraphe 5.3.3.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	65,7	65,4	65,4	65,3	65,0
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	64,7	64,3	65,3	64,1	62,1

TAB. 5.10 - Amplificateur hybride PHILIPS BGX 885: Mesures de battements composites avec un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

L'ensemble des modèles non-linéaires proposés pour une cascade exploite les mesures (caractéristique de transfert en amplitude ou mesures de rapports d'intermodulation) réalisées pour un amplificateur. Ainsi, pour obtenir le spectre de battements composites d'une cascade d'amplificateurs identique, il nous suffit de connaître les caractéristiques non-linéaires d'un amplificateur seul. Dans le cas de

l'hybride BGX 885, les résultats utiles aux simulations sont ceux présentés dans le paragraphe précédent. La comparaison de ces mesures avec les résultats de simulations nous permettra de valider les différents modèles non-linéaires. Nous pourrons alors vérifier la loi de cumul des battements composites générés par une cascade en fonction de ceux mesurés pour un seul amplificateur.

5.7 Simulations non-linéaires de l'amplificateur Portenseigne du type PM5545331

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats des simulations effectuées à l'aide des modèles non-linéaires pour l'amplificateur de la marque PORTENSEIGNE, du type PM5545331. Pour chaque modèle, nous rappelons les paramètres ou hypothèses nécessaires à leur utilisation.

5.7.1 Le modèle de Volterra

Au chapitre 2, lorsque nous avons étudié ce modèle, nous sommes parvenu à l'établissement de relations entre les expressions des rapports d'intermodulation et celles des noyaux non-linéaires de Volterra. Par la suite, nous avons relié l'expression de ces noyaux à l'amplitude des produits d'intermodulation.

Les simulations informatiques réalisées pour valider ce modèle utilisent cette méthodologie. En effet, dans un premier temps, pour un plan de fréquences donné (voir le paragraphe 5.3.3), nous calculons toutes les combinaisons de produits d'intermodulation d'ordre 2 et 3. En fonction de l'ordre, de la fréquence et du type de chaque produit, nous lui attribuons une valeur de rapport d'intermodulation. Celle-ci est déduite des mesures effectuées au paragraphe 5.3.2. Cette attribution est faite en fonction de la zone fréquentielle contenant le produit calculé. Pour cela et afin de simplifier le modèle, nous avons divisé la bande de fréquences 120 à 860 MHz en dix sous-bandes. Pour chacune des dix sous-bandes, nous considérons que les rapports d'intermodulation sont constants et égaux à ceux mesurés. Nous calculons ensuite la valeur du noyau non-linéaire correspondant de manière à déterminer finalement l'amplitude de ce produit d'intermodulation. Il nous faut alors calculer le cumul de tous les produits de même ordre, qui possèdent la même fréquence. Cela est réalisé en observant les règles empiriques classiquement utili-

sées en ingénierie de réseau câblé. Celles-ci supposent que les produits de second et de troisième ordre s'additionnent en puissance. Les rapports d'intermodulation ont été mesurés pour une puissance de sortie de 4 dBm par porteuse. Pour obtenir ces mêmes rapports avec une puissance de sortie de -5 dBm, nous appliquons les règles de variation des rapports en fonction de la puissance de sortie à savoir; lorsque celle-ci augmente de 1 dB les rapports d'intermodulation d'ordre 2 et 3 progressent respectivement de 1 et 2 dB. Le résultat final de cette simulation est un spectre de cumul de produits d'intermodulation d'ordre 2 et 3. Pour obtenir le spectre de battements composites, il nous reste à calculer les écarts existants entre le spectre d'amplification linéaire et celui du cumul des produits. Les résultats des simulations réalisées pour l'amplificateur PM5545331 sont regroupés dans le tableau 5.11.

5.7.2 Le modèle de Price

Pour calculer le spectre de battements composites générés par un amplificateur, le modèle de Price utilise une approximation polynomiale de la caractéristique de transfert en amplitude. Pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, cette caractéristique, issue des mesures réalisées au paragraphe 5.3.1 de ce chapitre, est approximée jusqu'au point de 1 dB de compression par la fonction suivante:

$$y(t) = 0,005 + 15,77x(t) + 5,88x^2(t) - 39,31x^3(t). \quad (5.14)$$

Le coefficient de corrélation déduit des résultats de mesures et de cette approximation est égal à 0,99999. Nous avons réalisé les simulations avec le plan de fréquences décrit au paragraphe 5.3.3 et pour une puissance en sortie d'amplificateur de -5 dBm par porteuse. Chaque porteuse est définie par sa fréquence et sa phase. Cette dernière suit une loi normale de probabilité. Les figures 5-10, 5-11 et 5-12 présentent les spectres linéaires et non-linéaires obtenus à l'aide de ce modèle pour trois canaux différents. Par ailleurs, le tableau 5.12 donne les résultats de simulation de battements composites pour dix canaux du plan de fréquences considéré. Ces canaux sont identiques à ceux choisis pour les mesures. Ainsi, il nous sera possible d'évaluer la précision de ce modèle. Dans le prochain paragraphe, nous présentons les résultats des simulations obtenus pour cet amplificateur avec le modèle des Tubes à Onde Progressive.

5.7.3 Le modèle des T.O.P.

De même que le modèle de Price, le modèle des Tubes à Onde Progressive utilise une approximation de la caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur (voir le paragraphe 4.2.2). Cette approximation nécessite la détermination des deux paramètres α_r et β_r . Ceux-ci sont obtenus grâce à la méthode de minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331 et en appliquant cette méthode aux mesures obtenues, l'approximation de la caractéristique de transfert s'écrit:

$$y(t) = \frac{16,2001 x(t)}{1 + 1,5672 x^2(t)} \quad (5.15)$$

Le coefficient de corrélation obtenu par comparaison de l'approximation 5.15 et des mesures est de 0,9998. Les simulations sont réalisées pour un plan de fréquences particulier (voir paragraphe 5.3.3) et pour une puissance de sortie d'amplificateur de -5 dBm par porteuse. Les figures 5-13, 5-14 et 5-15 sont des exemples des spectres linéaires et de battements composites obtenus à l'aide de ce modèle. D'autre part, dans le tableau 5.13 nous présentons les résultats des simulations pour dix canaux du plan de fréquences. Ces fréquences correspondent à celles choisies lors des mesures. Dans le paragraphe suivant sont présentés les résultats des simulations effectuées avec le modèle de la fonction d'erreur.

5.7.4 Le modèle de la fonction d'erreur

L'approximation de la caractéristique de transfert en amplitude d'un amplificateur par la fonction d'erreur $erf(x)$ nécessite la détermination de deux paramètres a et l (voir le paragraphe 4.3). La fonction d'approximation est ainsi donnée par la relation:

$$y(t) = a \operatorname{erf} \left[\frac{x(t)}{l} \right]. \quad (5.16)$$

Pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, nous déterminons ces paramètres de manière à obtenir une approximation de la caractéristique de transfert présentée au paragraphe 5.3.1. Celle-ci s'écrit:

$$y(t) = 9 \operatorname{erf} \left[\frac{x(t)}{0,630857} \right]. \quad (5.17)$$

Le coefficient de corrélation correspondant à cette approximation est de 0,998. Nous utilisons cette fonction afin de simuler le calcul des battements composites produits par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour le plan de fréquences choisi au paragraphe 5.3.3, et pour une puissance de sortie d'amplificateur de -5 dBm par porteuse. Les résultats des simulations sont présentés dans le tableau 5.14 pour dix porteuses du plan de fréquences. Ainsi, nous pourrions juger de la validité de ce modèle en comparant ces résultats à ceux mesurés. D'autre part, les figures 5-16, 5-17 et 5-18 donnent des exemples de spectres linéaires et de battements composites obtenus pour trois porteuses du plan.

5.7.5 Le modèle de Rapp

Pour utiliser ce modèle, nous devons déterminer la valeur de trois paramètres (voir la paragraphe 4.4.2); le facteur de gain V , le facteur de saturation V_0 et le paramètre de lissage p . La fonction d'approximation s'écrit:

$$y(t) = \frac{Vx(t)}{\left[1 + \left(\frac{Vx(t)}{V_0}\right)^{2 \cdot p}\right]^{\frac{1}{2 \cdot p}}}. \quad (5.18)$$

Dans le cas de l'amplificateur PM5545331, une approximation de sa caractéristique de transfert est donnée par la relation:

$$y(t) = \frac{16,21x(t)}{\left[1 + \left(\frac{16,21x(t)}{4,09}\right)^{2 \cdot 2,29}\right]^{\frac{1}{2 \cdot 2,29}}}. \quad (5.19)$$

Le coefficient de corrélation calculé entre cette approximation et les mesures est de 0,997. Nous utilisons cette approximation dans nos simulations afin de calculer le spectre d'intemodulation créé par l'amplificateur PM5545331 et issu de la transmission du multiplex fréquentiel décrit au paragraphe 5.3.3. Nous considérons une puissance de sortie d'amplificateur de -5 dBm par porteuse. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le tableau 5.15 pour dix porteuses du plan de fréquences choisi. De cette manière, en comparant ces résultats à ceux obtenus par la mesure, nous pourrions conclure quant à la validité de ce modèle. Par ailleurs, nous présentons sur les figures 5-19, 5-20 et 5-21 des exemples de spectres linéaires et de battements composites obtenus pour trois porteuses du plan.

5.7.6 Commentaires des spectres obtenus par simulation

Les spectres de battements composites obtenus par simulation diffèrent en fonction du modèle non-linéaire utilisé. Nous remarquons qu'en utilisant l'un des modèles de lissage, il apparaît de raies brouilleuses autres que celles obtenues par le modèle de Price à -0,75 et 0,75 MHz de la porteuse considérée. Cela est dû à l'utilisation de la méthode du corrélogramme dans le calcul du spectre non-linéaire par le modèle de Price. Par ailleurs, la mesure de battements composites ne permet pas d'observer ces raies supplémentaires car leur faible niveau fait qu'elles sont très inférieure au plancher de bruit de l'analyseur de spectre. Le second commentaire nécessaire à l'analyse des spectres de simulation concerne le niveau de bruit des composantes linéaires et non-linéaires. La différence entre ces niveaux est uniquement dépendante du nombre de points considérés dans l'échantillonnage du signal transmis. Plus ce nombre est important, plus l'écart entre les deux planchers de bruit est faible.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	64,0	63,0	63,0	63,0	64,0
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	62,0	61,0	62,0	60,0	59,0

TAB. 5.11 - Modèle de Volterra: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	67,0	67,0	66,0	67,0	66,0
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	65,0	63,5	62,0	63,0	62,0

TAB. 5.12 - Modèle de Price: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	68,1	67,9	66,9	64,5	65,2
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	64,6	63,6	62,7	63,6	62,4

TAB. 5.13 - Modèle des T.O.P.: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	66,7	66,7	66,7	66,7	66,6
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	66,5	66,7	66,7	66,5	66,7

TAB. 5.14 - Modèle de la fonction d'erreur: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	67,5	67,7	66,9	67,9	67,4
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	66,9	67,8	67,4	67,0	67,7

TAB. 5.15 - Modèle de Rapp: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

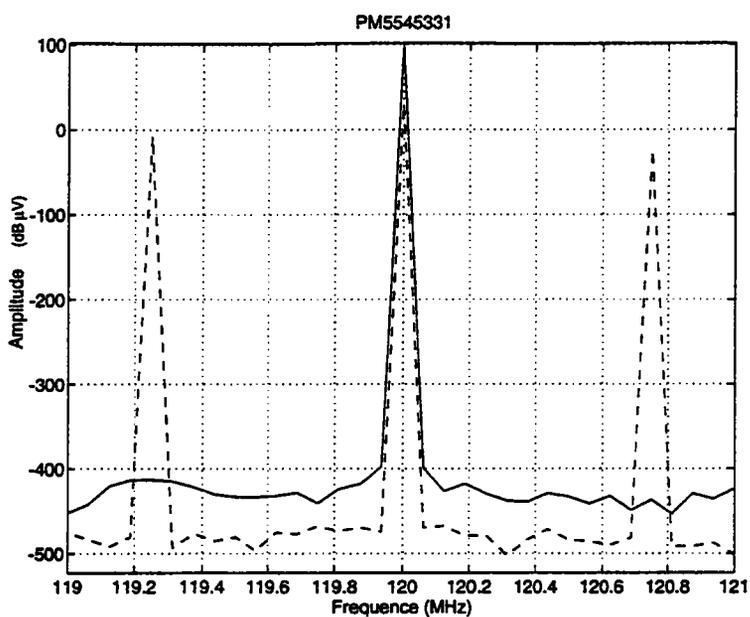


FIG. 5-10 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

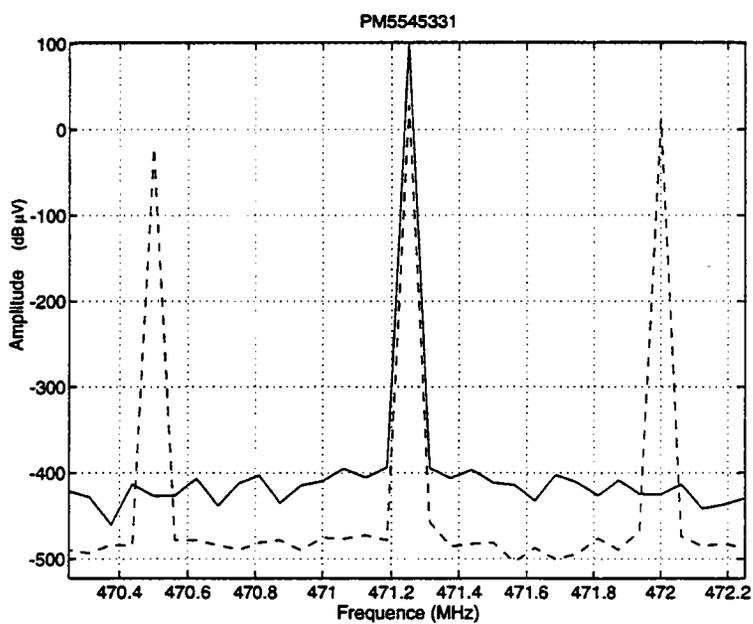


FIG. 5-11 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

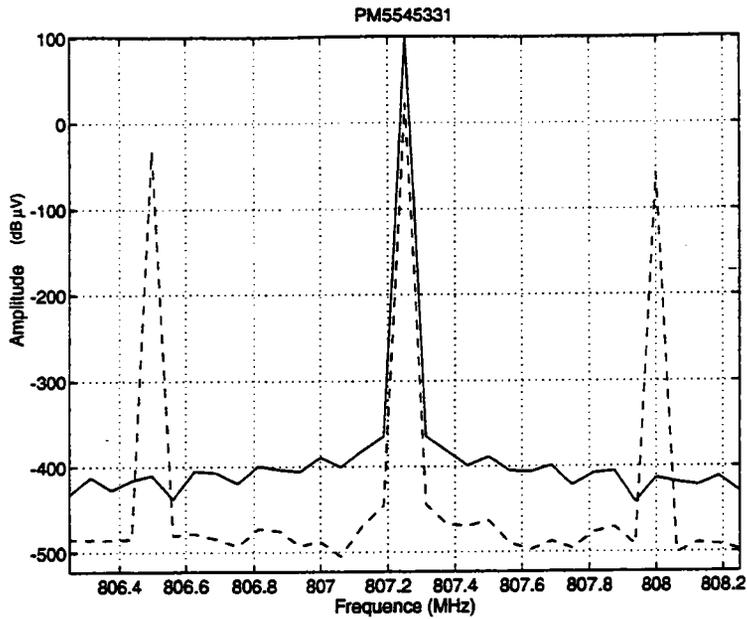


FIG. 5-12 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

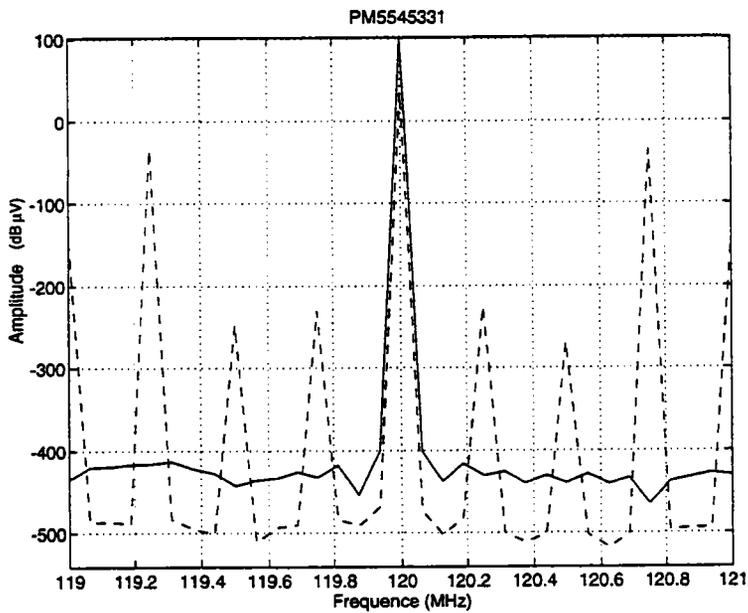


FIG. 5-13 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

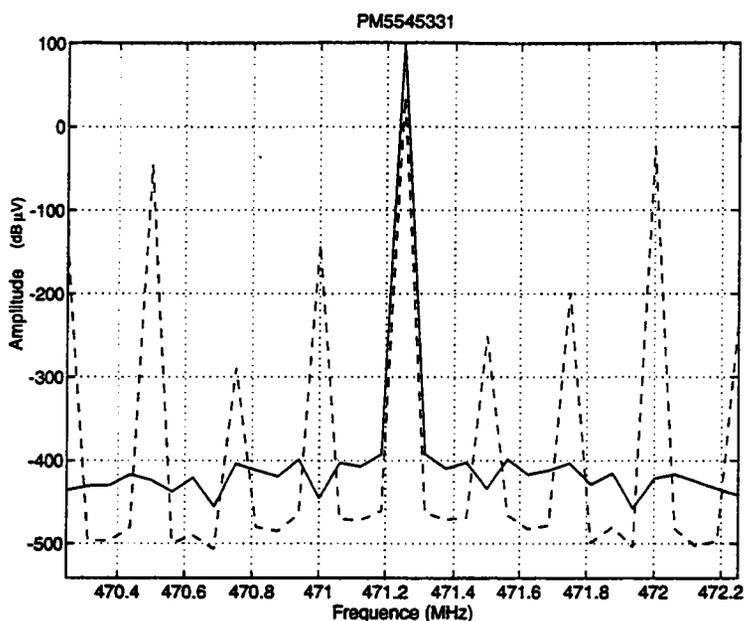


FIG. 5-14 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

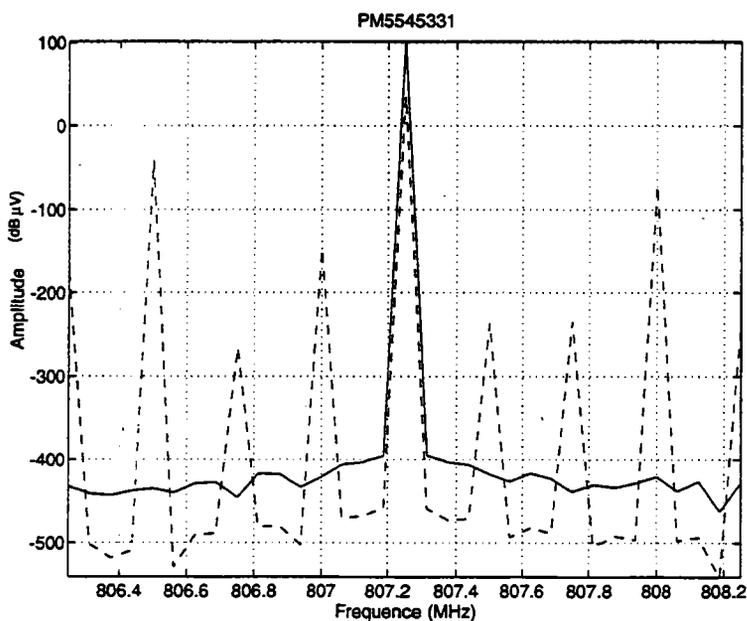


FIG. 5-15 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

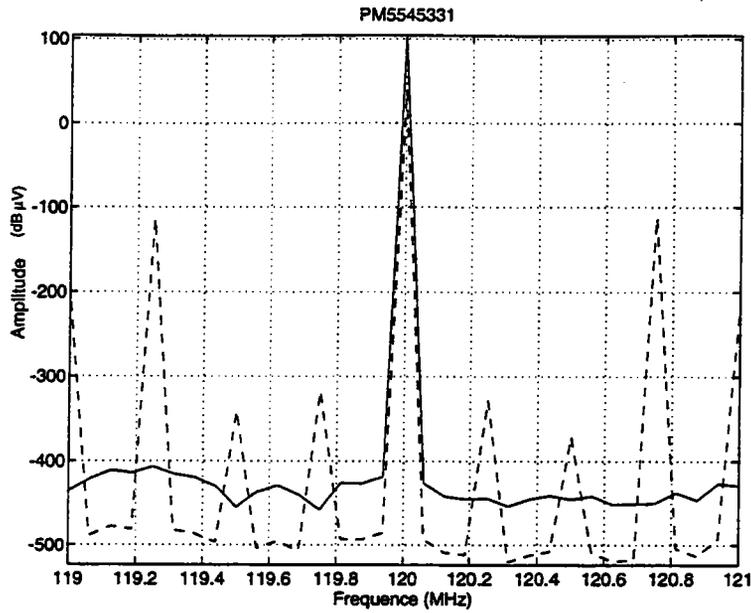


FIG. 5-16 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (---) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

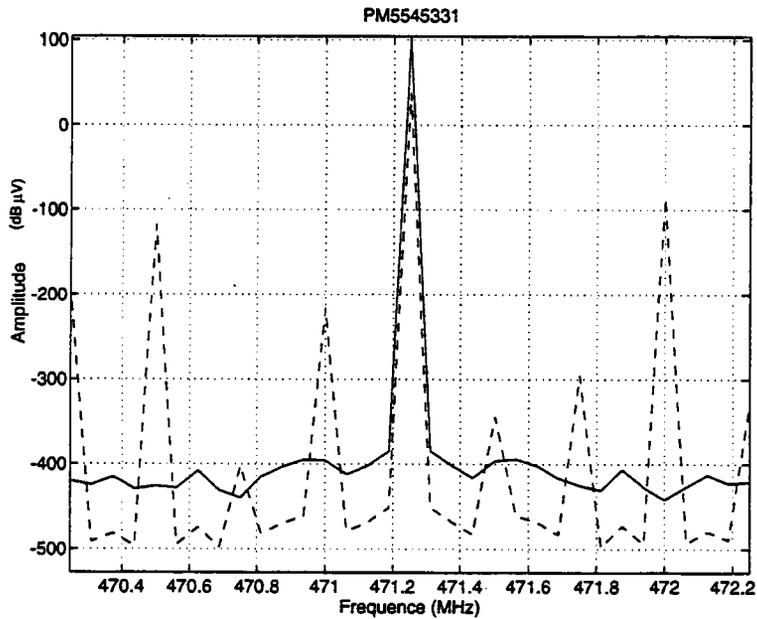


FIG. 5-17 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (---) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

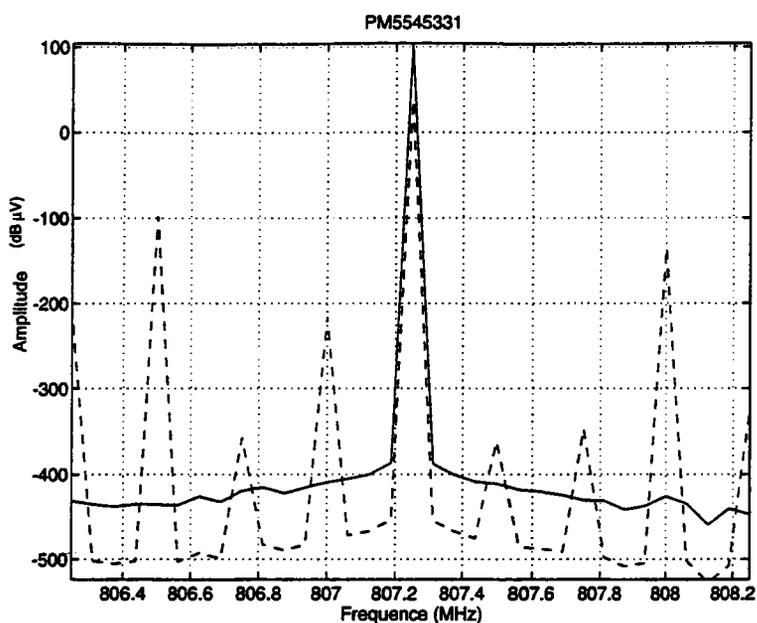


FIG. 5-18 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

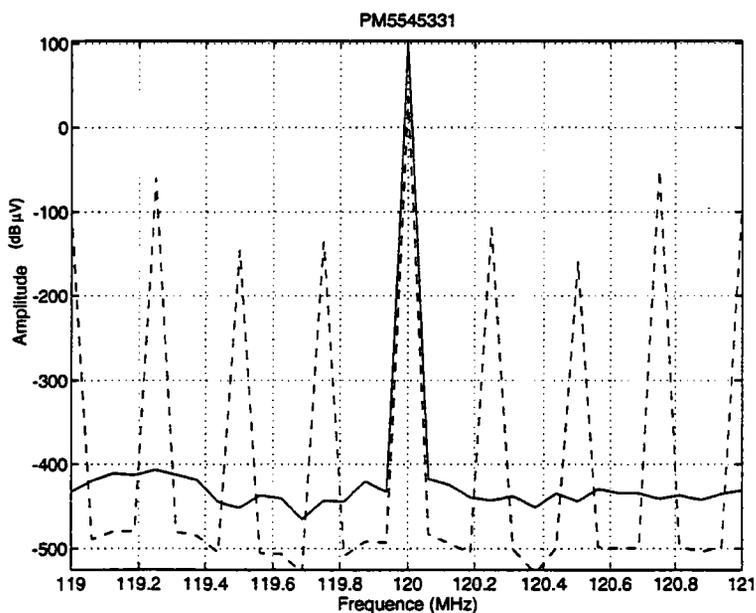


FIG. 5-19 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

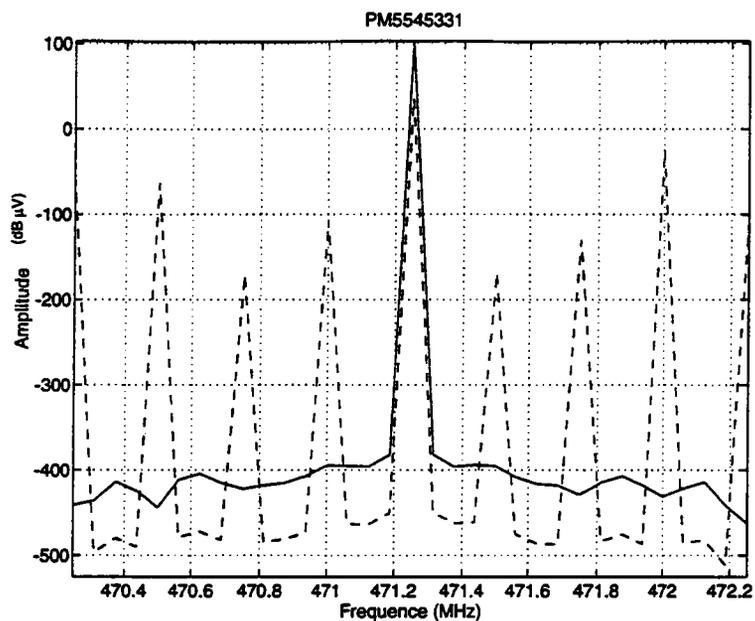


FIG. 5-20 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

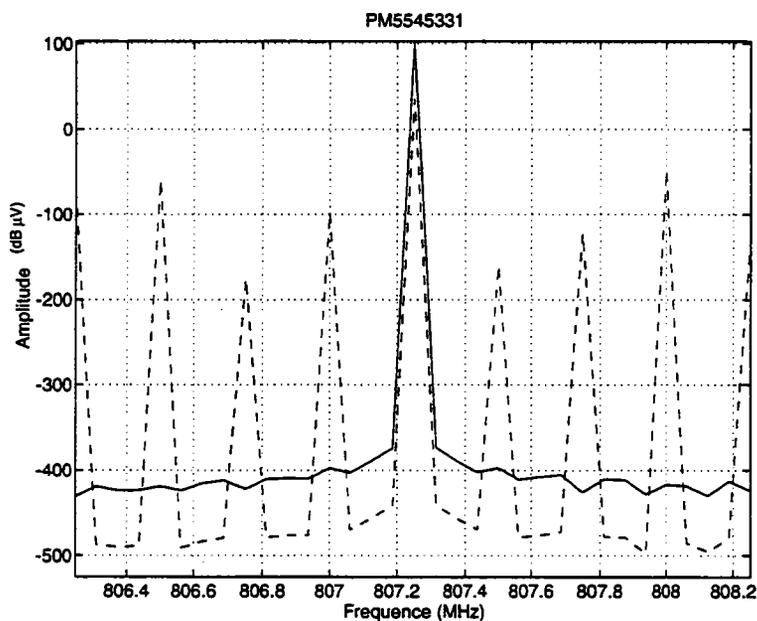


FIG. 5-21 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331.

5.8 Simulations non-linéaires de l'amplificateur Portenseigne du type PM5545341

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats des simulations informatiques réalisées afin de valider des modèles non-linéaires présentés dans les chapitres 2, 3 et 4. Les conditions de simulations et algorithmes utilisés sont identiques à ceux décrits dans le paragraphe précédent.

5.8.1 Le modèle de Volterra

Les résultats des simulations réalisées pour cet amplificateur sont regroupés dans le tableau 5.16. Dans le paragraphe suivant, nous présentons les résultats obtenus pour cet amplificateur en utilisant le modèle de Price.

5.8.2 Le modèle de Price

Pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545331, la caractéristique, issue des mesures réalisées au paragraphe 5.4.1 de ce chapitre, est approximée jusqu'au point de 1 dB de compression par la fonction suivante:

$$y(t) = -0,0769 + 31,4408x(t) - 29,1326x^2(t) - 26,229x^3(t). \quad (5.20)$$

Le coefficient de corrélation correspondant cette approximation et aux mesures est égal à 0,99999. Les figures 5-22, 5-23 et 5-24 présentent les spectres linéaires et non-linéaires obtenus à l'aide de ce modèle pour trois canaux différents. Par ailleurs, le tableau 5.17 donne les résultats des simulations de battements composites pour dix canaux du plan de fréquences considéré. Le paragraphe suivant présente les résultats des simulations effectuées avec le modèle des T.O.P.

5.8.3 Le modèle des T.O.P.

Pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341 et en appliquant ce modèle, l'approximation de la caractéristique de transfert s'écrit:

$$y(t) = \frac{28,5 x(t)}{1 + 4 x^2(t)} \quad (5.21)$$

Le coefficient de corrélation obtenu par comparaison de l'approximation et des mesures est de 0,9997. Les figures 5-25, 5-26 et 5-27 sont des exemples des spectres

linéaires et de battements composites issus des simulations réalisées à l'aide de ce modèle. D'autre part, dans le tableau 5.18, nous présentons les résultats des simulations pour dix canaux du plan de fréquences. Le prochain paragraphe est consacré aux résultats des simulations effectuées pour cet amplificateur avec le modèle de la fonction d'erreur.

5.8.4 Le modèle de la fonction d'erreur

Pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341 et pour ce modèle, une approximation de la caractéristique de transfert présenté au paragraphe 5.3.1 est donnée par la relation:

$$y(t) = 7,83 \operatorname{erf} \left[\frac{x(t)}{0,309} \right]. \quad (5.22)$$

Le coefficient de corrélation correspondant à cette approximation et aux mesures du paragraphe 5.4.1 est de 0,997. Les résultats des simulations sont présentés dans le tableau 5.19 pour dix porteuses du plan de fréquences. Aussi, les figures 5-28, 5-29 et 5-30 présentent des exemples de spectres linéaires et de battements composites obtenus pour trois porteuses du plan. Dans le paragraphe suivant, nous donnons les résultats des simulations réalisées avec le modèle de Rapp.

5.8.5 Le modèle de Rapp

Dans le cas de l'amplificateur PM5545341 et pour ce modèle, une approximation de sa caractéristique de transfert est donnée par la relation:

$$y(t) = \frac{29x(t)}{\left[1 + \left(\frac{29x(t)}{12,3} \right)^{2,0,8} \right]^{\frac{1}{2,0,8}}}. \quad (5.23)$$

Le coefficient de corrélation calculé entre cette approximation et les mesures est de 0,996. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le tableau 5.20 pour dix porteuses du plan de fréquences choisi. Aussi, nous présentons sur les figures 5-31, 5-32 et 5-33 des exemples de spectres linéaires et de battements composites obtenus pour trois porteuses du plan.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	67,0	67,0	66,0	66,0	65,0
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	65,0	64,0	64,0	62,0	62,0

TAB. 5.16 - Modèle de Volterra: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	69,5	69,0	67,5	67,5	66,5
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	65,0	63,5	62,0	63,0	62,0

TAB. 5.17 - Modèle de Price: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	69,1	69,4	69,1	67,0	66,0
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	65,8	65,0	63,3	65,1	63,3

TAB. 5.18 - Modèle des T.O.P.: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	70,7	70,6	71,0	70,5	70,7
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	70,7	70,7	70,7	70,5	70,7

TAB. 5.19 - Modèle de la fonction d'erreur: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	69,9	69,5	69,3	70,0	69,2
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	70,2	69,3	69,1	70,5	69,2

TAB. 5.20 - Modèle de Rapp: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

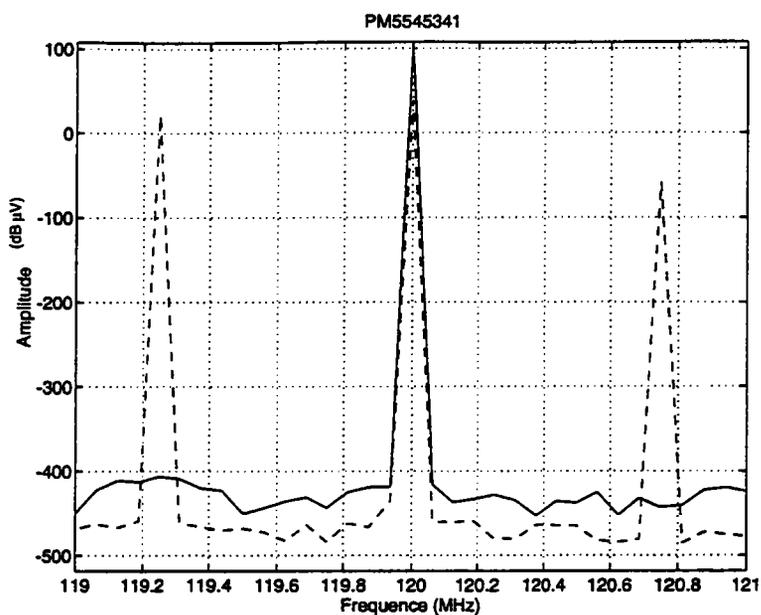


FIG. 5-22 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

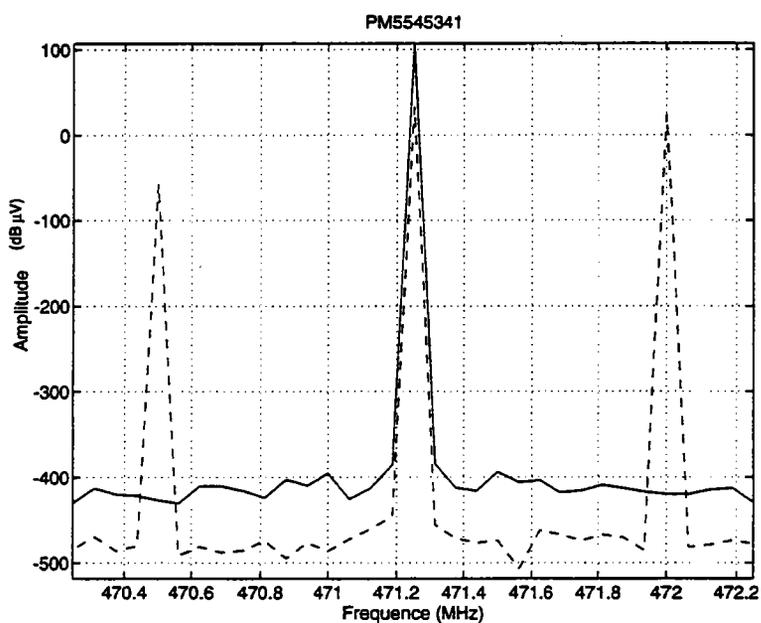


FIG. 5-23 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

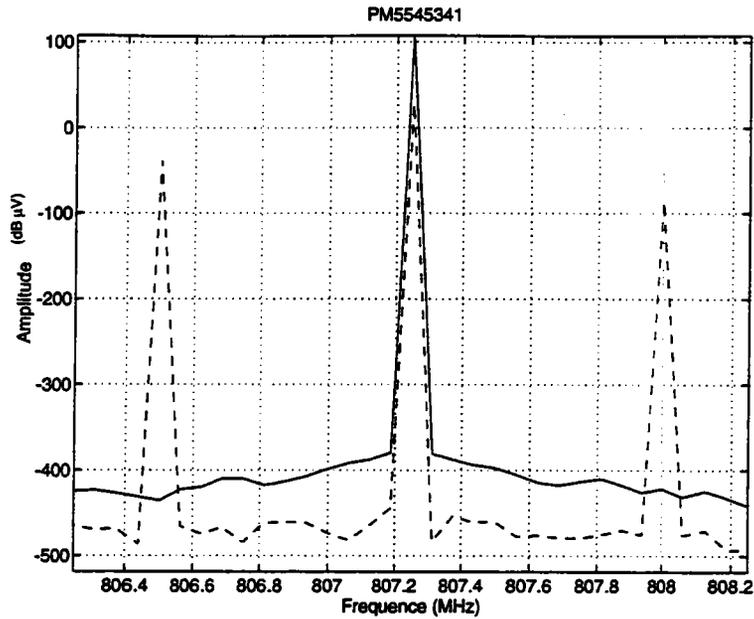


FIG. 5-24 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

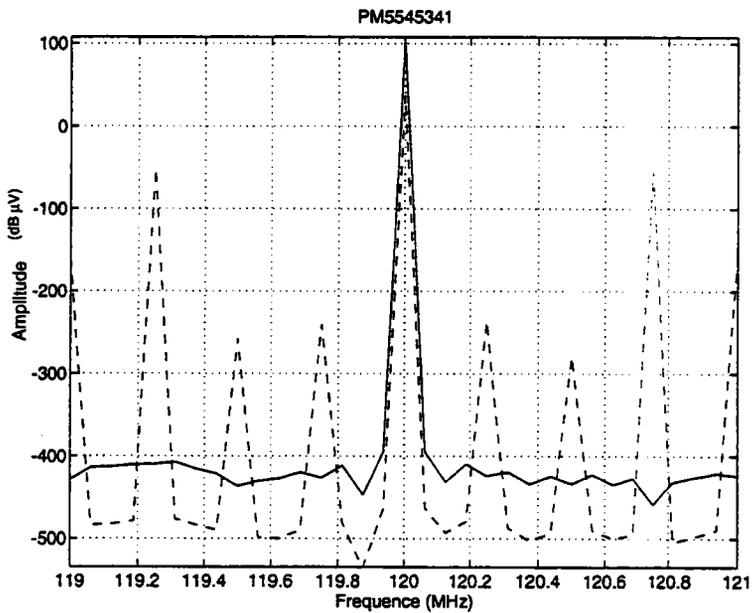


FIG. 5-25 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

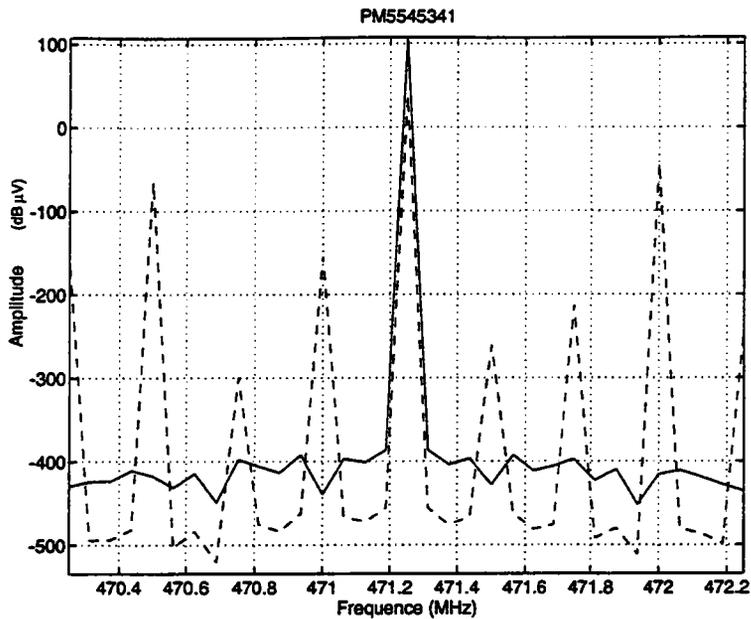


FIG. 5-26 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

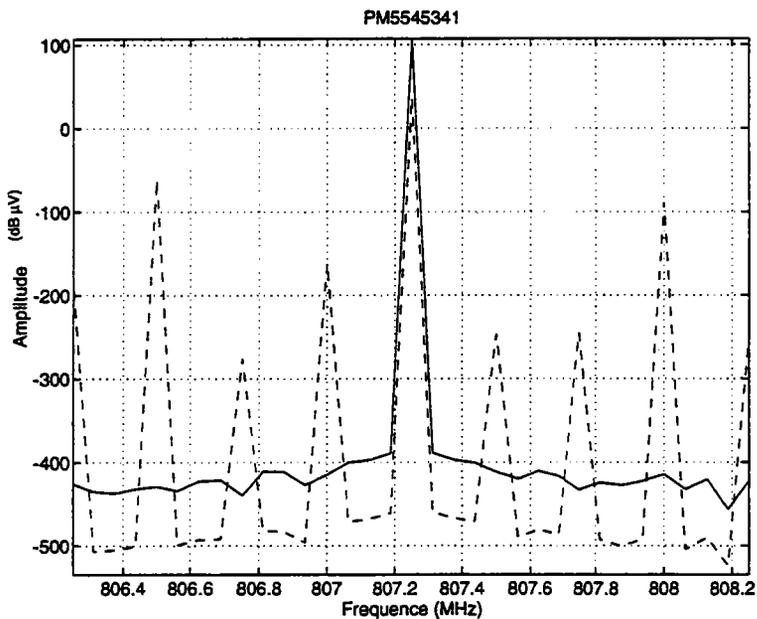


FIG. 5-27 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

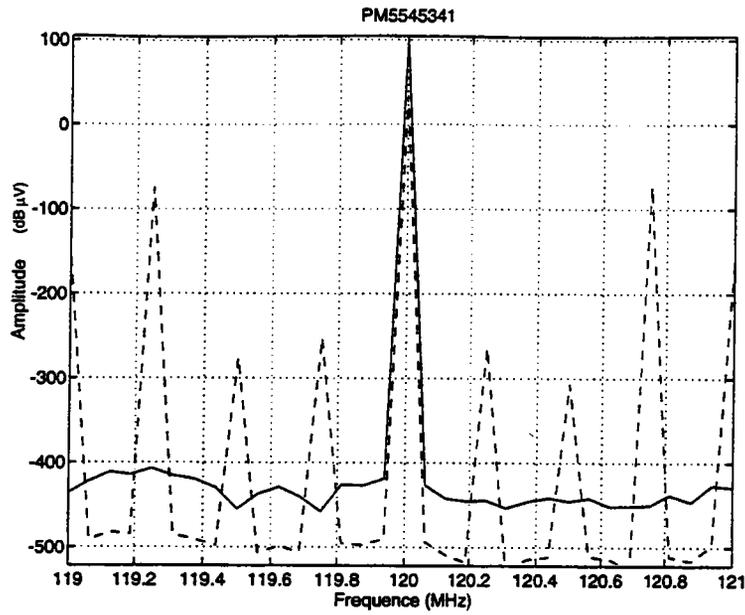


FIG. 5-28 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

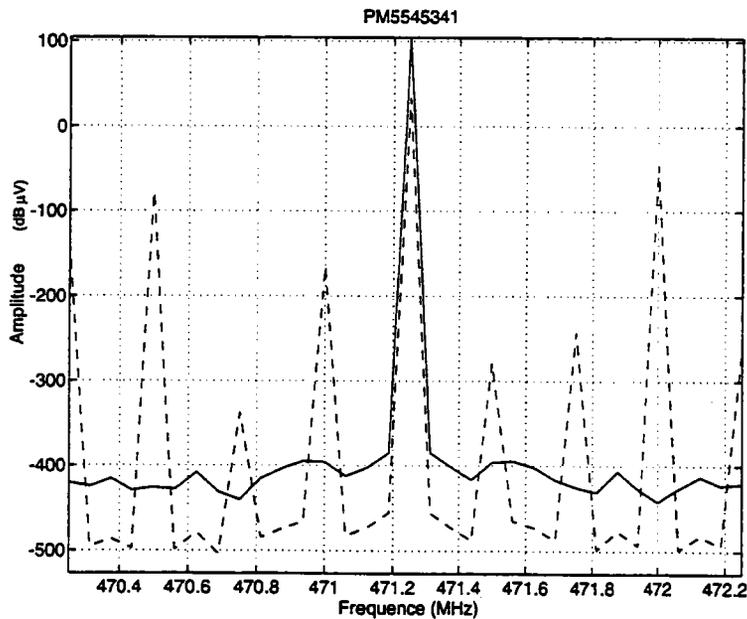


FIG. 5-29 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

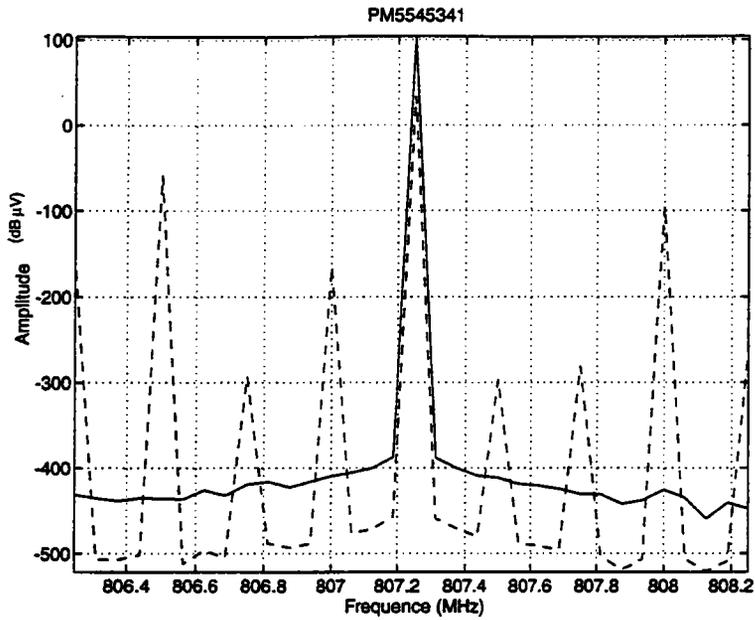


FIG. 5-30 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

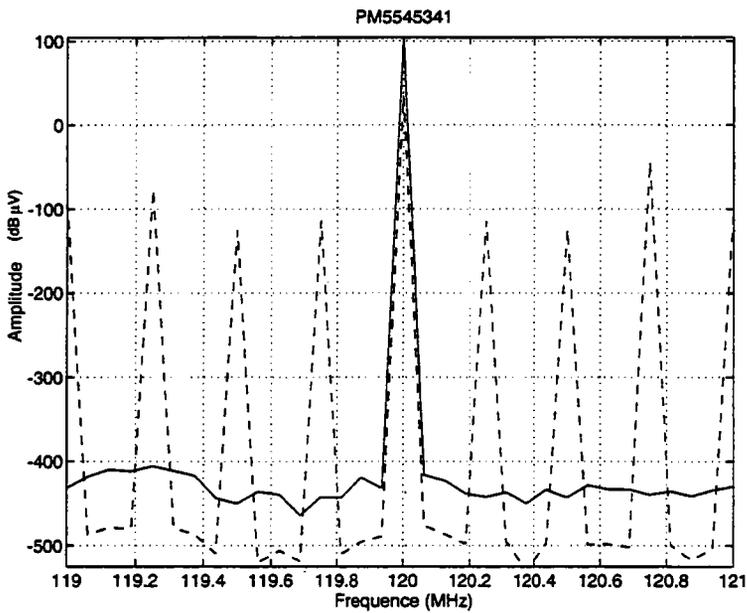


FIG. 5-31 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

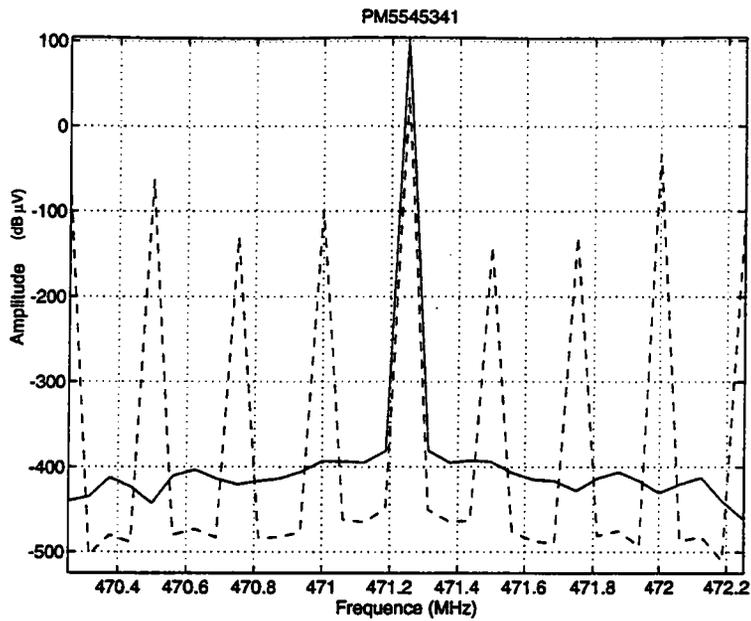


FIG. 5-32 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

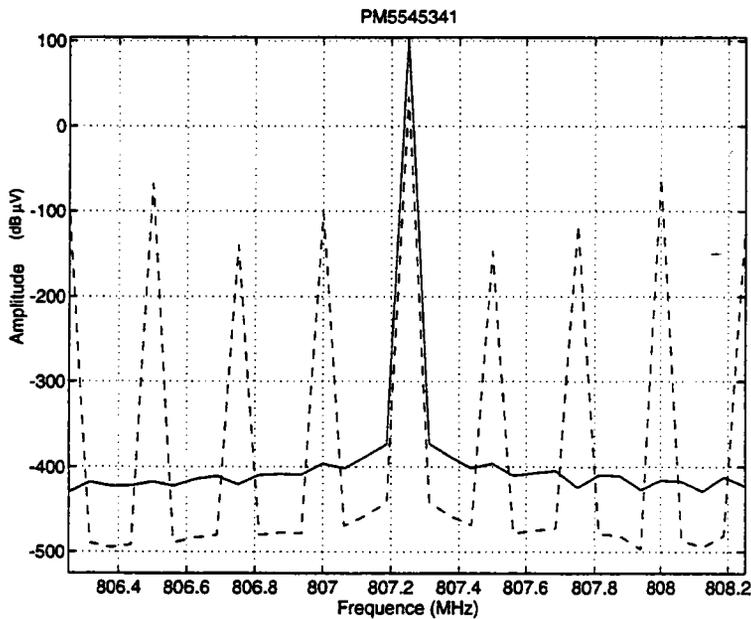


FIG. 5-33 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PORTENSEIGNE PM5545341.

5.9 Simulations non-linéaires de l'amplificateur hybride Philips de type BGX885

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats des simulations informatiques réalisées pour valider les modèles non-linéaires proposés dans les chapitres précédents. Les paramètres de simulation (puissance de sortie et plan de fréquences) et les algorithmes sont identiques à ceux utilisés précédemment.

5.9.1 Le modèle de Volterra

Les résultats des simulations réalisées pour cet amplificateur avec ce modèle sont regroupés dans le tableau 5.21. Dans le paragraphe suivant, nous présentons les résultats des simulations effectuées pour cet amplificateur avec le modèle de Price.

5.9.2 Le modèle de Price

Pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885, sa caractéristique de transfert est approximée jusqu'au point de 1 dB de compression par le polynôme suivante:

$$y(t) = -0,0039 + 5,93x(t) + 1,67x^2(t) - 3,815x^3(t). \quad (5.24)$$

Le coefficient de corrélation correspondant cette approximation et aux mesures est égal à 0,9998. Les figures 5-33, 5-34 et 5-35 présentent les spectres linéaires et non-linéaires obtenus à l'aide de ce modèle pour trois canaux différents. Par ailleurs, le tableau 5.22 donne les résultats de simulation de battements composites pour dix canaux du plan de fréquences considéré.

5.9.3 Le modèle des T.O.P.

Pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885 et pour ce modèle, l'approximation de la caractéristique de transfert s'écrit:

$$y(t) = \frac{6,07993 x(t)}{1 + 0,123799 x^2(t)} \quad (5.25)$$

Le coefficient de corrélation calculé par comparaison de l'approximation et des mesures est de 0,9998. Les figures 5-36, 5-37 et 5-38 sont des exemples des spectres

linéaires et de battements composites issus des simulations effectuées avec ce modèle. Aussi, dans le tableau 5.23 nous présentons les résultats des simulations pour dix canaux du plan de fréquences.

5.9.4 Le modèle de la fonction d'erreur

Pour le modèle de la fonction d'erreur, une approximation de la caractéristique de transfert de cet amplificateur est donnée par la relation:

$$y(t) = 8,2 \operatorname{erf} \left[\frac{x(t)}{1,5157} \right]. \quad (5.26)$$

Le coefficient de corrélation correspondant à cette approximation et aux mesures du paragraphe 5.4.1 est de 0,996. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le tableau 5.24 pour dix porteuses du plan de fréquences. Nous pourrions juger de la validité de ce modèle en comparant ces résultats à ceux mesurés. Par ailleurs, les figures 5-39, 5-40 et 5-41 présentent des exemples de spectres linéaires et de battements composites obtenus pour trois porteuses du plan.

5.9.5 Le modèle de Rapp

Dans le cas du modèle de Rapp, une approximation de la caractéristique de transfert de l'amplificateur BGX 885 est donnée par la relation:

$$y(t) = \frac{6,093x(t)}{\left[1 + \left(\frac{6,093x(t)}{5,4} \right)^{2,1,7} \right]^{\frac{1}{2,1,7}}}. \quad (5.27)$$

Le coefficient de corrélation calculé entre cette approximation et les mesures est de 0,995. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le tableau 5.25 pour dix porteuses du plan de fréquences choisi. Aussi, nous présentons sur les figures 5-42, 5-43 et 5-44 des exemples de spectres linéaires et de battements composites obtenus pour les fréquences 120, 471,25 et 807,25 MHz.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	69,5	68,5	68,5	68,0	68,0
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	68,0	68,0	66,0	67,0	65,0

TAB. 5.21 - Modèle de Volterra: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur hybride PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	71,0	70,5	70,5	70,0	70,0
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	70,0	70,0	69,0	69,5	68,0

TAB. 5.22 - Modèle de Price: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	70,1	69,6	69,3	69,4	69,7
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	68,7	69,0	68,6	69,0	68,0

TAB. 5.23 - Modèle des T.O.P.: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	71,7	71,2	71,1	70,5	69,9
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	69,9	70,2	70,9	68,7	68,8

TAB. 5.24 - Modèle de la fonction d'erreur: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	70,2	70,6	70,2	70,8	70,6
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	70,3	70,7	70,3	70,8	71,0

TAB. 5.25 - Modèle de Rapp: Résultats des simulations de battements composites générés par l'amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

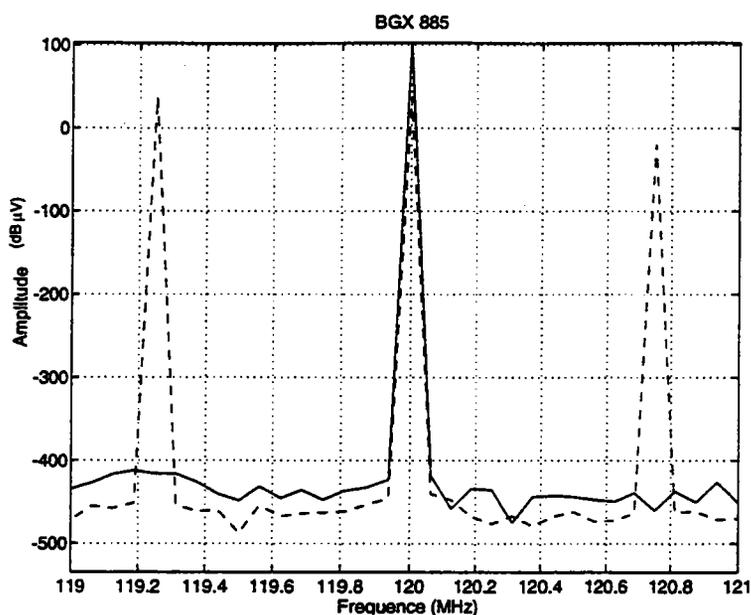


FIG. 5-33 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (---) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

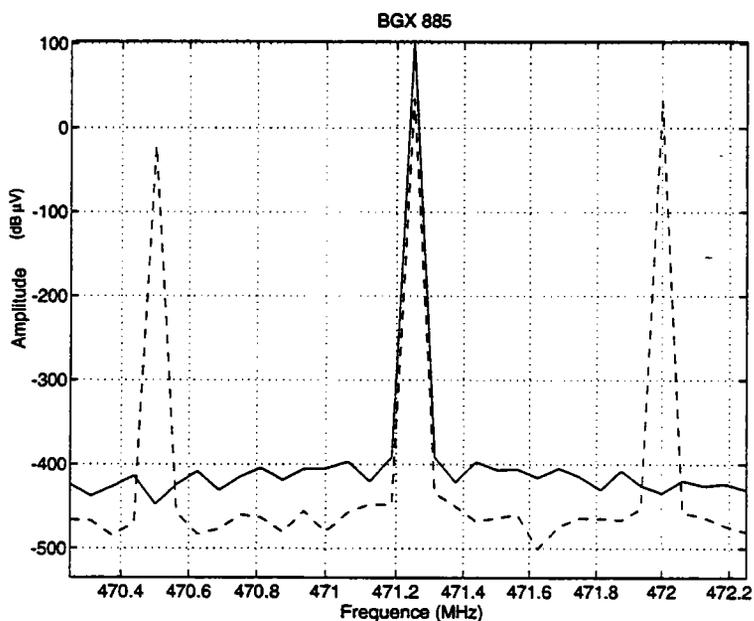


FIG. 5-34 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (---) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

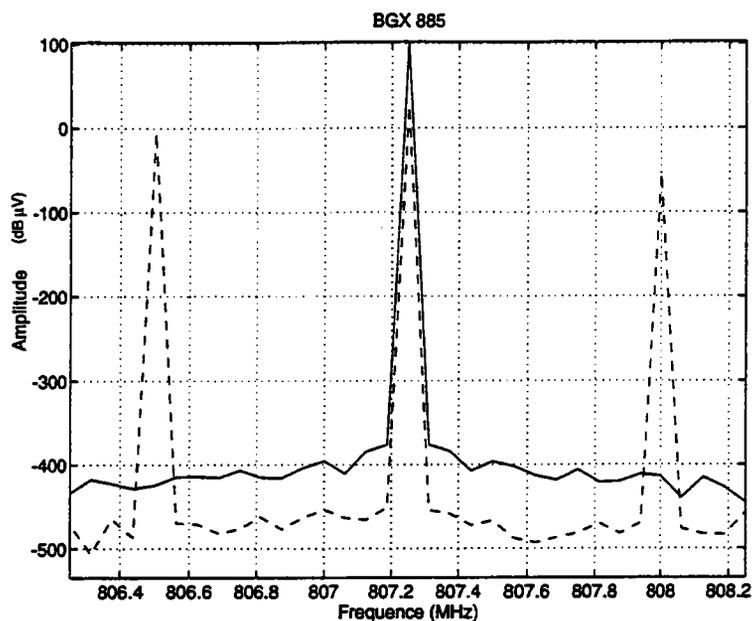


FIG. 5-35 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (---) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

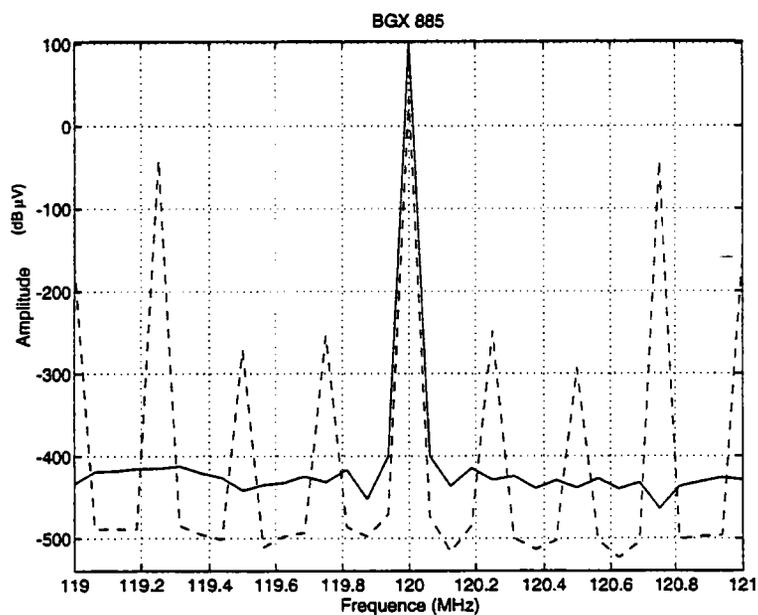


FIG. 5-36 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (---) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

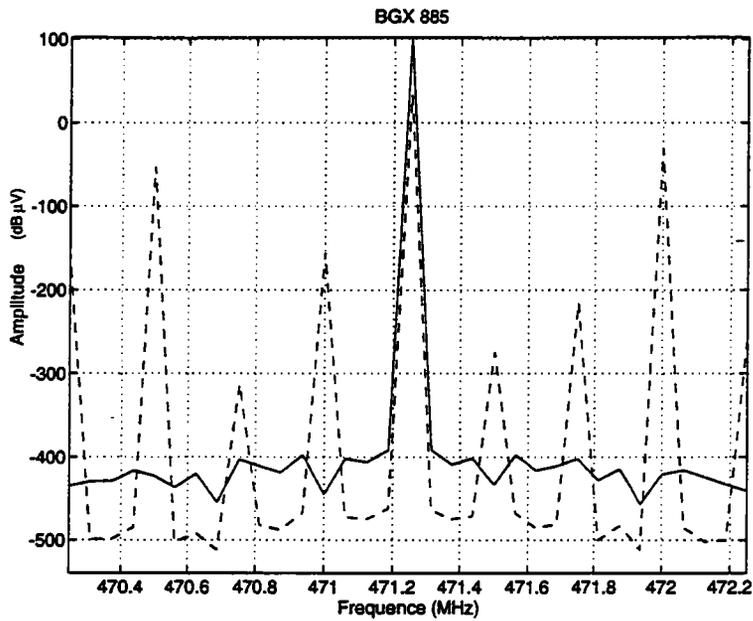


FIG. 5-37 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

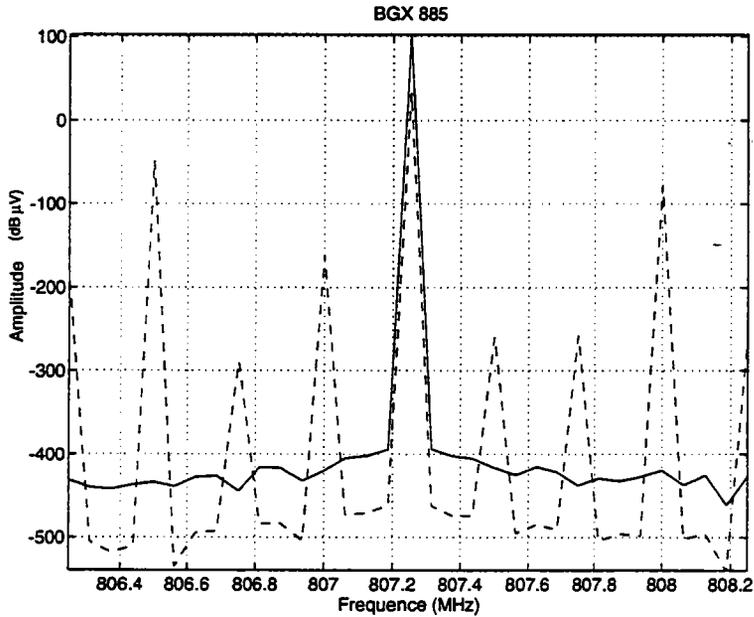


FIG. 5-38 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

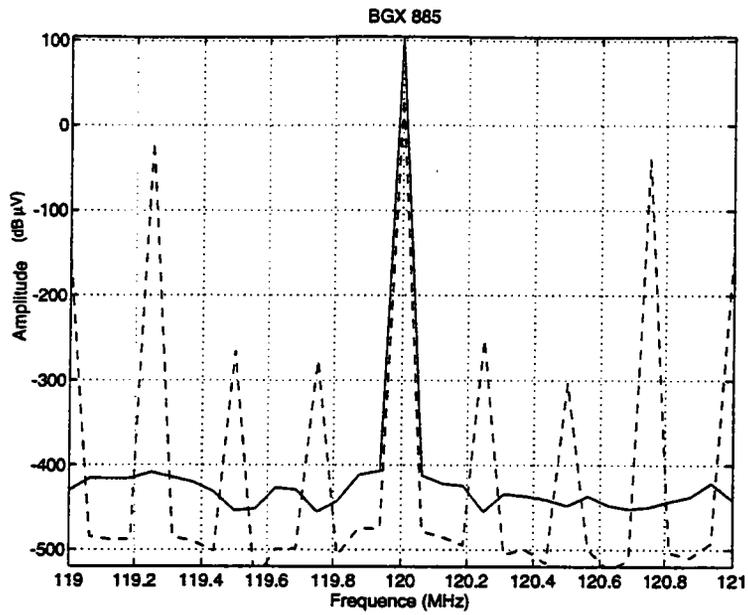


FIG. 5-39 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

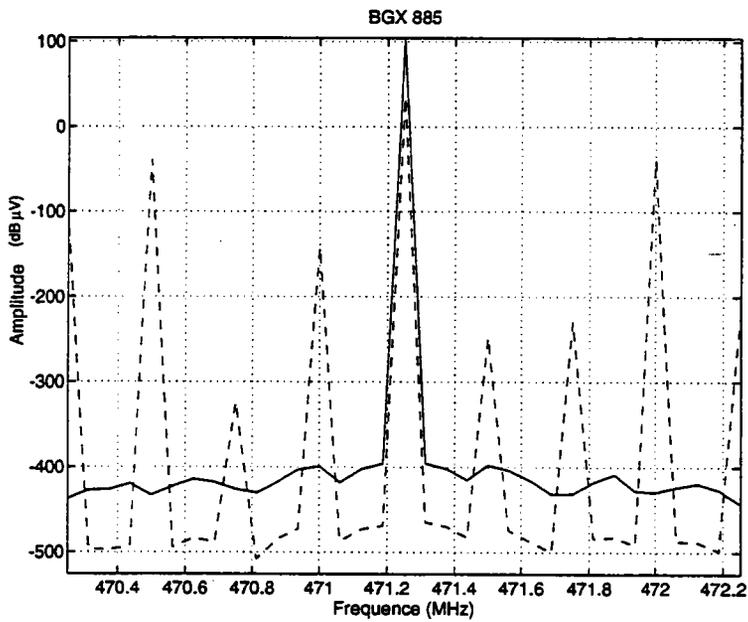


FIG. 5-40 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

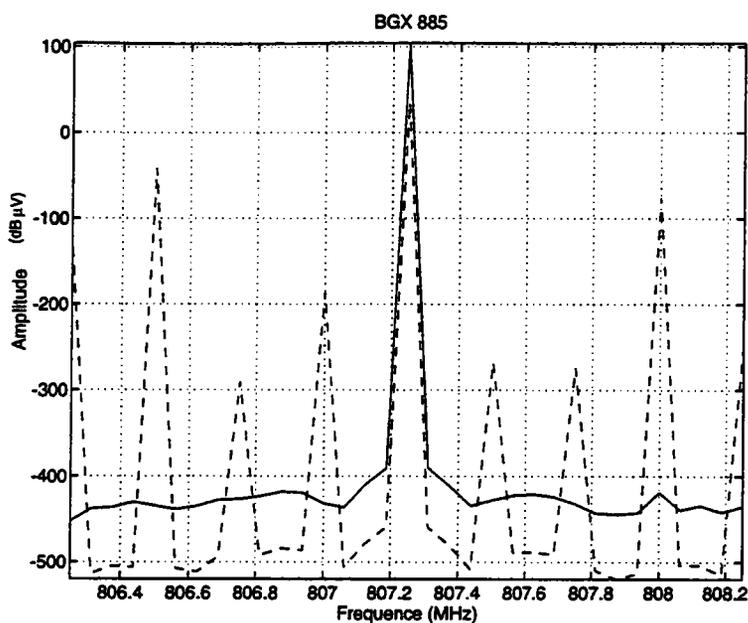


FIG. 5-41 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

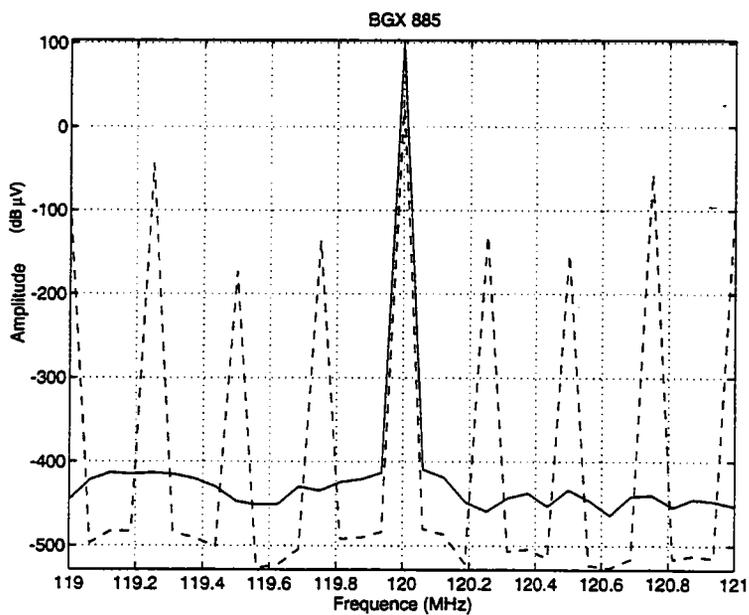


FIG. 5-42 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

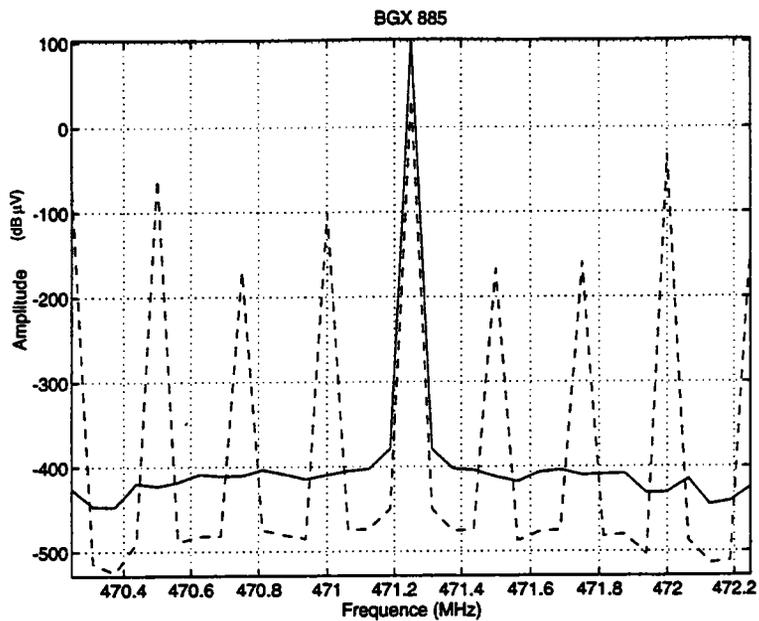


FIG. 5-43 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

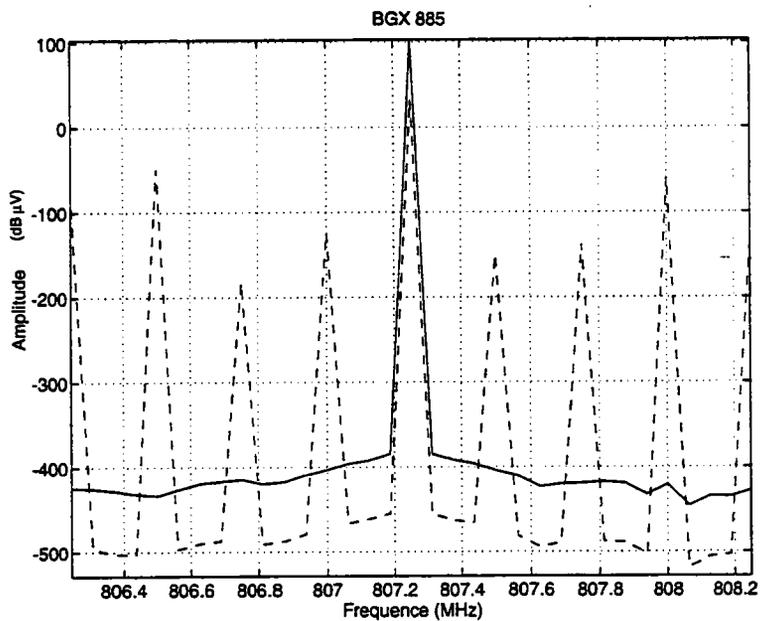


FIG. 5-44 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885.

5.10 Simulations non-linéaires d'une cascade de trois l'amplificateurs PHILIPS BGX885

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats des simulations informatiques réalisées afin de valider des modèles non-linéaires de cascades d'amplificateurs identiques proposés dans les chapitres 2, 3 et 4. Nous considérons que deux amplificateurs successifs sont séparés par un atténuateur. La valeur d'atténuation est égale à celle du gain d'un amplificateur. Les conditions de simulations et les algorithmes sont les mêmes que ceux utilisés auparavant.

5.10.1 Le modèle de Volterra

Les résultats des simulations réalisées pour cette cascade avec ce modèle sont regroupés dans le tableau 5.26.

5.10.2 Le modèle de Price

Pour calculer le spectre de battements composites produits par une cascade de trois amplificateur, le modèle de Price utilise une approximation polynomiale de la caractéristique de transfert en amplitude d'un seul amplificateur. Pour l'amplificateur PHILIPS BGX 885, cette caractéristique, est donnée au paragraphe 5.4.1. Le tableau 5.27 donne les résultats des simulations de battements composites pour dix canaux du plan de fréquences considéré. Les figures 5-45, 5-46 et 5-47 sont des exemples des spectres linéaires et de battements composites obtenus à l'aide de ce modèle et pour cette cascade.

5.10.3 Le modèle des T.O.P.

Pour calculer le spectre d'intermodulation créé par une cascade d'amplificateurs identiques, le modèle des Tubes à Onde Progressive utilise une approximation de la caractéristique de transfert en amplitude d'un seul amplificateur (voir le paragraphe 4.2.3). Dans le tableau 5.28 nous présentons les résultats des simulations pour dix canaux du plan de fréquences. Les figures 5-48, 5-49 et 5-50 sont des exemples des spectres linéaires et de battements composites issus des simulations effectuées avec ce modèle.

5.10.4 Le modèle de la fonction d'erreur

L'application du modèle de la fonction d'erreur afin de calculer le spectre d'intermodulation créé par une cascade de trois amplificateurs identiques nécessite la connaissance d'une approximation de la caractéristique de transfert en amplitude d'un amplificateur par la fonction d'erreur $erf(x)$. Celle-ci est donnée au paragraphe 5.9.4. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le tableau 5.29 pour dix porteuses du plan de fréquences. Aussi, les figures 5-51, 5-52 et 5-53 présentent des exemples de spectres linéaires et de battements composites obtenus pour les fréquences 120, 471,25 et 807,25 MHz.

5.10.5 Le modèle de Rapp

Pour cette cascade de trois BGX 885, les résultats des simulations réalisées à l'aide de ce modèle sont présentés dans le tableau 5.30. Par ailleurs, nous présentons sur les figures 5-54, 5-55 et 5-56 des exemples de spectres linéaires et de battements composites obtenus pour trois porteuses du plan.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	59,5	59,1	59,1	59,0	58,5
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	58,0	58,5	59,0	59,0	58,0

TAB. 5.26 - Modèle de Volterra: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateurs hybrides PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	66,5	66,0	66,0	65,5	65,5
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	65,0	65,5	64,5	65,0	64,0

TAB. 5.27 - Modèle de Price: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	64,5	64,2	64,2	64,1	63,8
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	63,5	63,1	64,1	62,9	60,9

TAB. 5.28 - Modèle des T.O.P.: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateur PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	67,8	67,3	66,2	66,8	66,2
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	65,3	65,7	66,0	65,0	63,0

TAB. 5.29 - Modèle de la fonction d'erreur: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

Fréquence (MHz)	120	176	224	272	303,25
BC (dB)	65,5	65,5	65,3	65,5	65,4
Fréquence (MHz)	351,25	411,25	471,25	639,25	807,25
BC (dB)	65,3	65,4	65,4	65,4	65,2

TAB. 5.30 - Modèle de Rapp: Résultats des simulations de battements composites générés par une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885, pour un plan de fréquences contenant 45 porteuses et pour un niveau de sortie de -5 dBm.

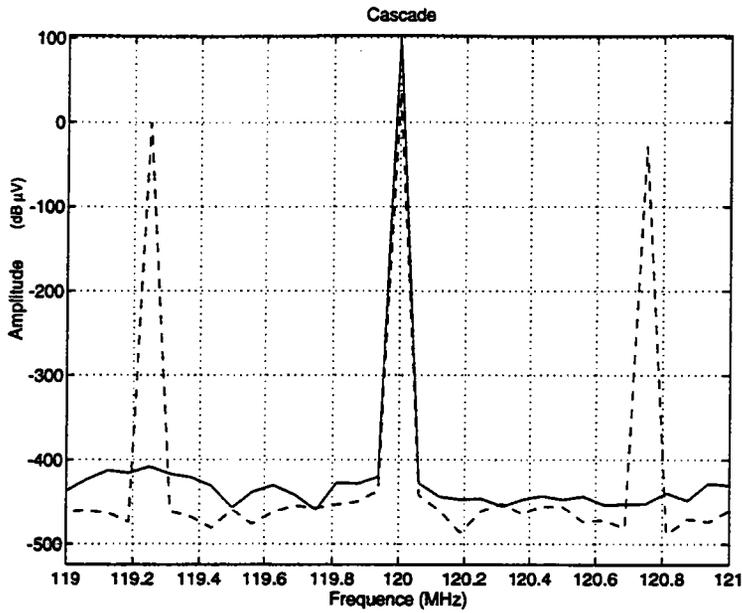


FIG. 5-45 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

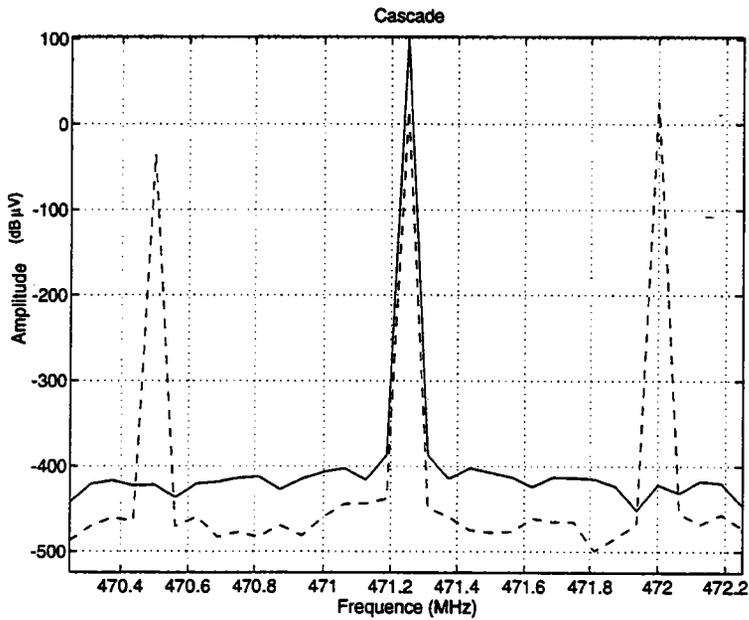


FIG. 5-46 - Modèle de Price.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour une cascade de trois amplificateur PHILIPS BGX 885.

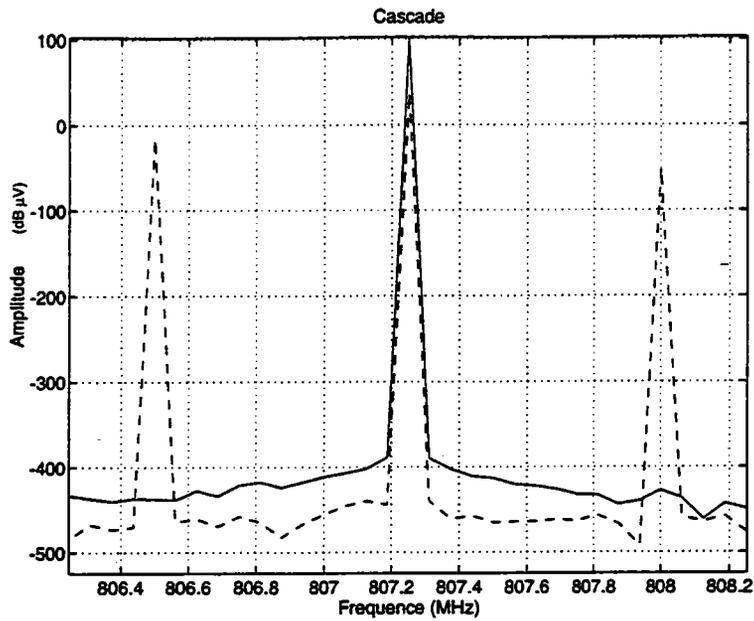


FIG. 5-47 - Modèle de Price: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

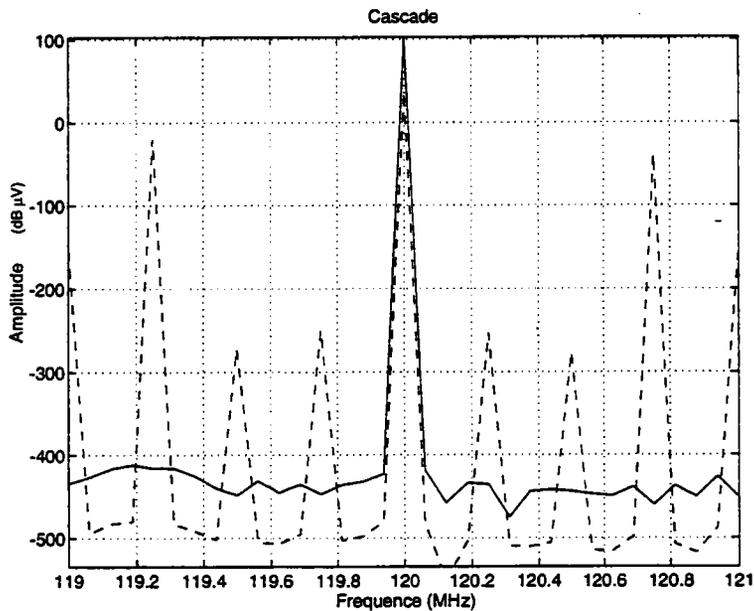


FIG. 5-48 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

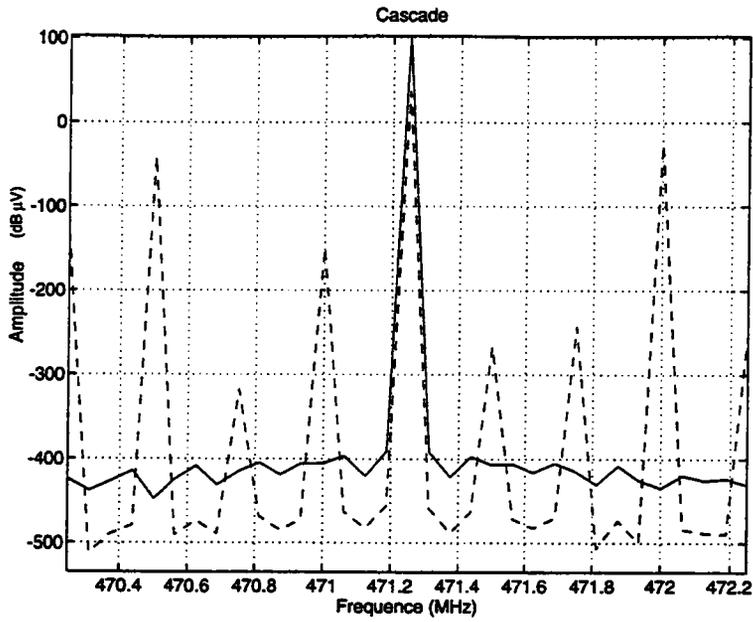


FIG. 5-49 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour une cascade de trois amplificateur PHILIPS BGX 885.

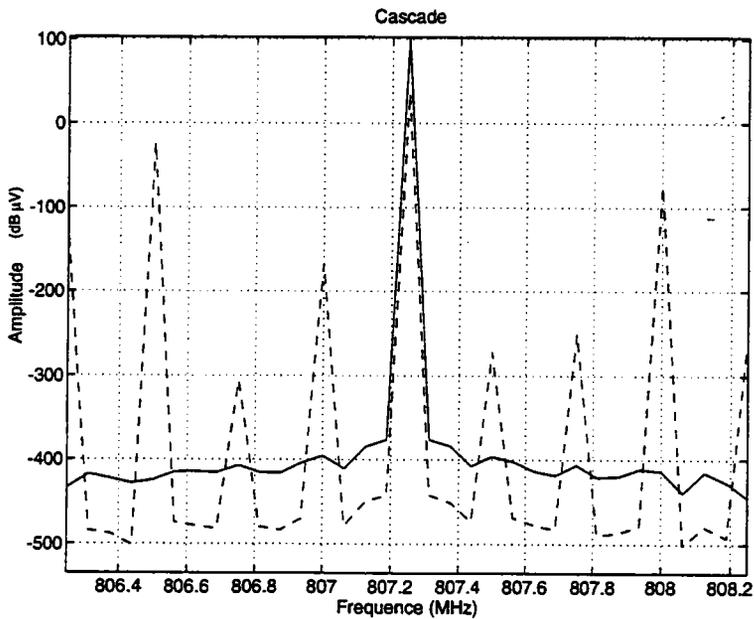


FIG. 5-50 - Modèle des T.O.P.: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (— —) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

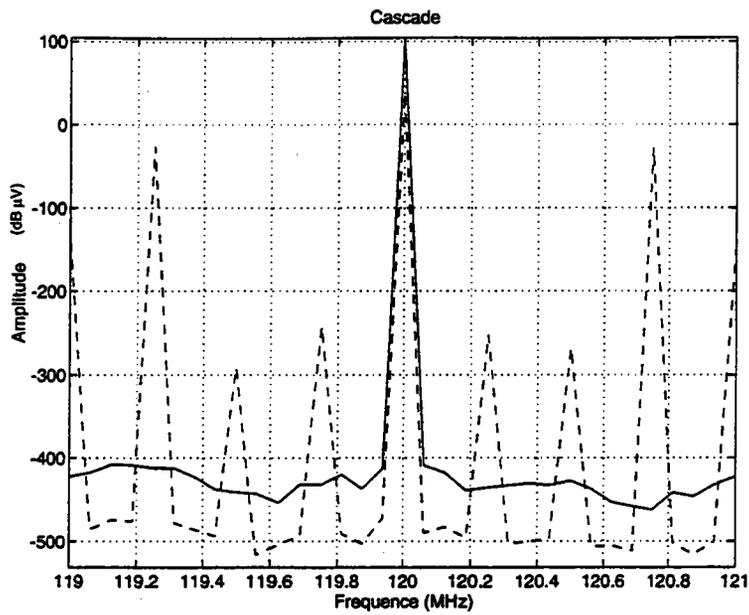


FIG. 5-51 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (---) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

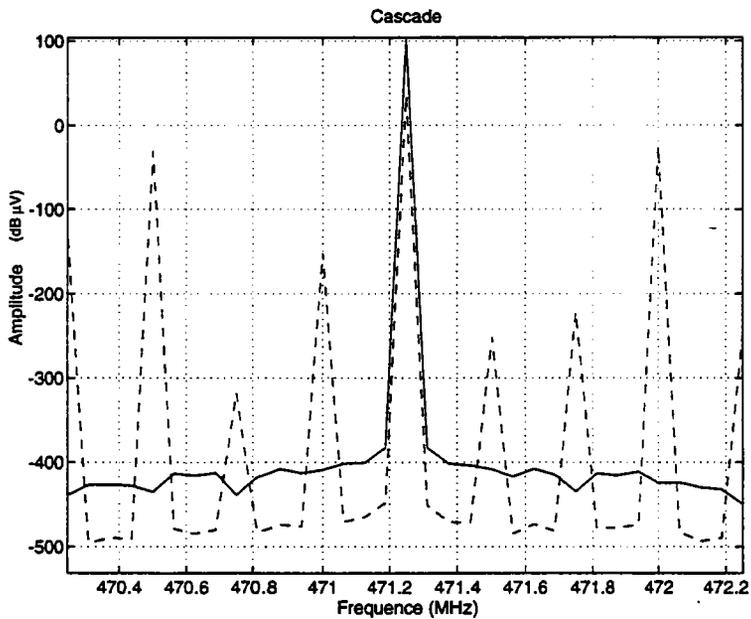


FIG. 5-52 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (---) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

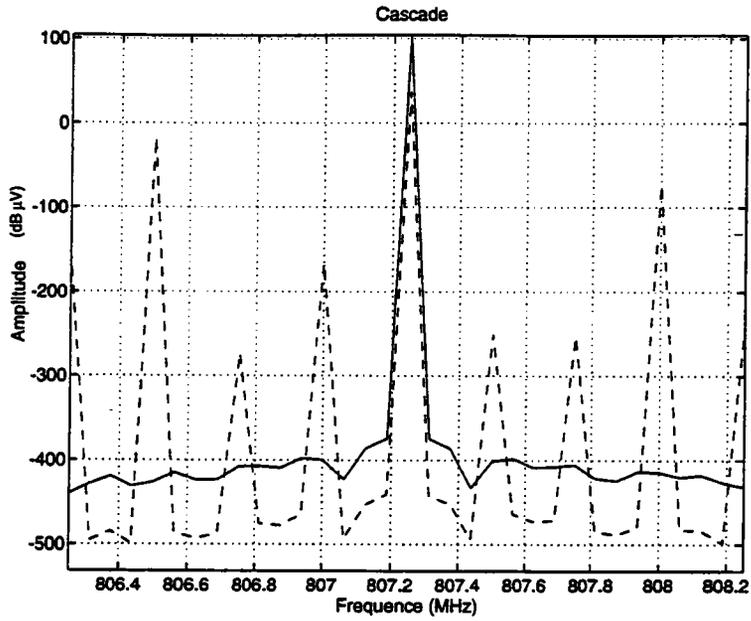


FIG. 5-53 - Modèle de la fonction d'erreur: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

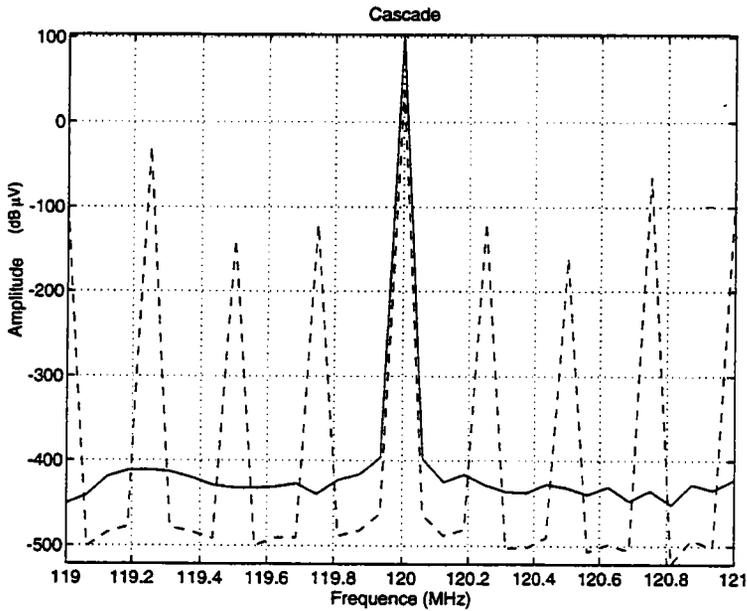


FIG. 5-54 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 120 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

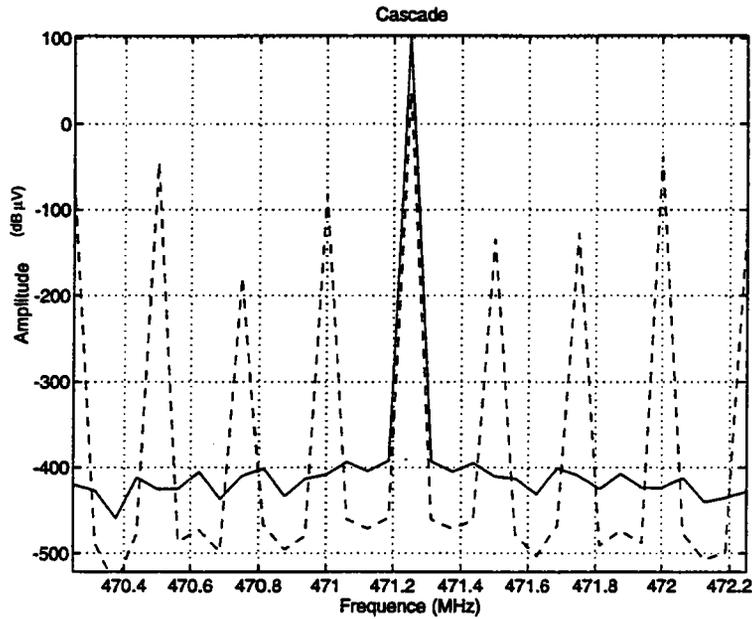


FIG. 5-55 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 471,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

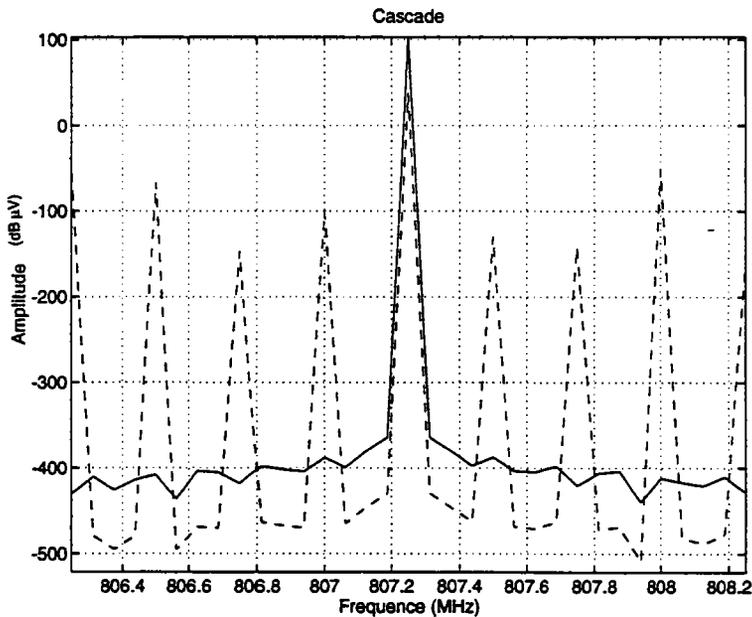


FIG. 5-56 - Modèle de Rapp: Spectres linéaires (—) et non-linéaires (--) obtenus à la fréquence de 807,25 MHz pour une cascade de trois amplificateurs PHILIPS BGX 885.

5.11 Comparaison des résultats

Dans ce paragraphe, nous comparons les résultats issus des simulations avec ceux donnés par les mesures de battements composites. Cette analyse nous permet de conclure de la validité de chacun des modèles proposés.

5.11.1 Validité du modèle de Volterra

Les simulations informatiques réalisées avec le modèle de Volterra donnent des valeurs de battements composites proches de celles obtenues par la mesure. Cette constatation est d'autant plus vraie que les résultats des simulations suivent la décroissance fréquentielle observée lors des mesures. Cependant, nous relevons un écart moyen entre la mesure et les simulations d'environ 2,2 dB. Nous notons que cet écart est le même pour les trois amplificateurs étudiés. Cette différence peut s'expliquer par le choix, dans l'algorithme de calcul, de dix sous-bandes de fréquences à l'intérieur desquelles nous considérons les rapports d'intermodulation constants. En augmentant le nombre de ces sous-bandes, nous pourrions augmenter la précision de ce modèle. Ceci se ferait alors au détriment du temps de calcul. Les écarts maximum observés par amplificateur sont représentés dans le tableau 5.31.

Pour ce qui concerne la cascade de trois amplificateurs hybrides PHILIPS BGX 885, les simulations donnent des résultats de battements composites très différents de ceux obtenus par la mesure. En effet, l'écart moyen observé est de 5 dB. La loi de cumul de battements composites mesurés semble être du type:

$$BC_{N \text{ amplificateurs}} = BC_{un \text{ amplificateur}} - 13 \log_{10}(N) \quad (5.28)$$

alors que la loi suivie par les simulations est une loi d'addition en tension soit:

$$BC_{N \text{ amplificateurs}} = BC_{un \text{ amplificateur}} - 20 \log_{10}(N) \quad (5.29)$$

Cette constatation rejoint celle faite de manière empirique par Gayraud [GAY76]. Par ailleurs, elle peut s'expliquer de façon mathématique au regard de l'inégalité de Cauchy-Schwarz. En effet, si les raies élémentaires se cumulent selon une loi d'addition en tension, les battements composites dont ils résultent, ne se cumulent pas de cette manière. Le paragraphe suivant étudie la validité du modèle de Price.

5.11.2 Validité du modèle de Price

Le modèle de Price est très précis. En effet, sur l'ensemble des amplificateurs considérés, l'écart moyen entre les mesures de battements composites et les simulations est d'environ 0,5 dB. Les écarts maximum observés pour chaque amplificateur figurent dans le tableau 5.31. Cette précision du modèle de Price peut s'expliquer par le fait que l'approximation polynomiale utilisée dans ce modèle lisse parfaitement la caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur. Cela est notamment constaté en examinant les coefficients de corrélation calculés pour chacun des amplificateurs mesurés et simulés.

Pour la cascade, l'écart moyen entre simulations et mesures est proche de 2 dB. Il semble que la loi de cumul de battements composites suivie par le modèle soit une loi d'addition en puissance du type:

$$BC_{N \text{ amplificateurs}} = BC_{un \text{ amplificateur}} - 10 \log_{10}(N), \quad (5.30)$$

alors que la loi de cumul suivie lors des mesures est donnée par la relation 5.28. Cette différence explique le décibel supplémentaire apporté à l'écart moyen obtenu pour un seul amplificateur. Le paragraphe suivant est consacré à l'étude des performances des modèles de lissage.

5.11.3 Validité des modèles de lissage

Parmi les trois modèles de lissage de la fonction de transfert d'un amplificateur, nous constatons que le modèle des Tubes à Onde Progressive est plus précis que les deux autres modèles proposés. En effet, l'écart moyen constaté entre les mesures et les simulations est d'environ 1 dB. Les écarts moyens observés pour les modèles de la fonction d'erreur et Rapp sont égaux à respectivement 2,4 et 2,9 dB pour l'amplificateur PM5545331 et de 4,5 et 4,4 dB pour l'amplificateur PM5545341. Ces écarts maximum sont présentés, amplificateur par amplificateur, dans la tableau 5.31. Pour l'amplificateur BGX 885, les résultats des simulations sont globalement meilleurs pour les trois modèles de lissage. Cela est dû à la bonne corrélation existant entre les modèles et les mesures pour cet hybride.

Par ailleurs, nous notons que le modèle des T.O.P. suit parfaitement la loi de décroissance observée par les valeurs de battements composites en fonction de la fréquence. Cette remarque n'est pas valable pour les deux autres modèles.

Pour ce qui concerne la cascade de trois amplificateurs hybrides BGX 885, le modèle des T.O.P. est aussi le plus précis. L'écart moyen constaté entre les simulations et les mesures est de 1,1 dB. La loi de cumul des battements générés par chaque amplificateur suivie par ce modèle est une loi d'addition en puissance. Les deux autres modèles de lissage suivent cette loi mais ne sont pas très précis. Cela s'explique par le fait que les modèles de Rapp et de la fonction d'erreur appliqués à une cascade, utilisent les résultats de l'approximation effectuée sur un seul amplificateur. Celle-ci n'étant pas parfaite pour ces deux modèles, les écarts constatés pour ces modèles sont assez importants.

	PM5545331	PM5545341	BGX 885	Cascade
Volterra	4,0	3,2	2,6	6,7
Price	1,0	1,0	0,6	1,9
T.O.P.	1,5	1,6	1,4	1,3
Fonction d'erreur	5,2	8,7	2,4	2,1
Rapp	6,2	7,2	3,5	3,1

TAB. 5.31 - Ecart maximum (dB) constatés entre les résultats de simulation de battements composites et les mesures en fonction du modèle et du type de dispositif actif.

5.11.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les mesures non-linéaires permettant de caractériser un amplificateur de réseau câblé. Grâce aux modèles non-linéaires proposés dans les chapitre 2, 3 et 4, et aux mesures de caractéristiques de transfert et de rapports d'intermodulation, nous avons simulé le calcul de battements composites générés par un amplificateur transmettant un plan de fréquences particulier.

Les simulations sont, excepté pour le modèle de Rapp et le modèle de la fonction d'erreur, assez précises. Pour ceux utilisant une approximation de la caractéristique de transfert en amplitude du dispositif, cette précision est très dépendante de la forme mathématique utilisée pour approximer cette caractéristique. En effet, les coefficients de corrélation calculés entre l'approximation et

les mesures sont des indicateurs de la précision des modèles. Ainsi, nous avons constaté une bonne concordance des mesures et des simulations pour des modèles présentant de coefficients de corrélation proche de 1. Cela est notamment le cas pour le modèle de Price et pour le modèle des Tubes à Ondes Progressives. Dans le cas du modèle de Volterra, la précision des simulations est liée à celle des mesures des rapports d'intermodulation de second et troisième ordre. En effet, pour l'algorithme utilisé, plus le nombre de sous-bandes à l'intérieur desquelles les rapports sont constants est élevé, plus nous améliorons la précision de ce modèle. Cependant, pour des plans de fréquences importants en nombre de canaux, cette amélioration demande un temps de calcul important et l'algorithme devient plus complexe.

Pour une cascade d'amplificateurs identiques, les modèles d'approximation précis pour un amplificateur, le sont aussi pour une cascade. Aussi, ces expériences nous ont permis de vérifier les lois de cumul de battements composites générés par chacun des amplificateurs. Cette loi, souvent considérée comme une loi d'addition en tension, est en réalité une loi d'addition intermédiaire en l'addition en tension et l'addition en puissance. Elle s'exprime par la relation 5.28.

Conclusion générale

Dans ce mémoire et lors des différents travaux qui ont motivé les recherches qui y sont présentées, nous avons essayé de comprendre les phénomènes de distorsions non-linéaires introduits par les amplificateurs de réseau câblé. Ainsi, dans le premier chapitre de ce mémoire, en présentant les différentes technologies et architectures propres aux réseaux câblés, nous avons pu mettre en évidence l'importance représentée par ces perturbations. Nous avons notamment vu de quelle manière celles-ci pouvaient influencer la qualité des signaux transmis sur le réseau. Par ailleurs, le développement mathématique de Simons [SIM70] a permis de constater, de façon très simple, l'origine de ces phénomènes non-linéaires. Ce développement a donc été le point de départ des recherches de modèles mathématiques permettant de caractériser ces distorsions non-linéaires.

Le premier modèle étudié, le modèle de Volterra, était par le passé largement utilisé dans le domaine de l'étude des transistors en radiofréquence. Nous l'avons adapté au dispositif plus complexe qu'est l'amplificateur de réseau câblé. Cette adaptation s'est accompagnée d'un choix d'une structure interne particulière au dispositif. Les expressions des noyaux non-linéaires de Volterra obtenues, qui sont les fonctions de transfert non-linéaires du dispositif, ont été de cette manière facilement reliées aux caractéristiques de mesures intrinsèques aux amplificateurs de réseau que sont les rapports d'intermodulation de second et troisième ordre. Grâce à l'algorithme de calcul du spectre de distorsions (ou spectre de battements composites) utilisé, ce modèle donne des résultats simulés relativement proches de ceux mesurés. Cependant, nous avons vu que cette précision était liée à celle des mesures de rapports d'intermodulation. Nous avons mis en évidence cette liaison en étudiant l'étage de sortie des amplificateurs de réseau. Cet étage, un amplificateur hybride de type *Push-Pull*, génère des produits de distorsions de second ordre très différents d'un type à l'autre. Ainsi, pour obtenir une description

parfaite de la non-linéarité d'un amplificateur à l'aide de mesures de rapports d'intermodulation, il nous faudrait effectuer des mesures pour tous les produits susceptibles d'apparaître dans le spectre d'intermodulation. Dans le cas du modèle de Volterra, cela n'est pas souhaitable car le temps de calcul en serait affecté. De ce fait, ce modèle est plutôt adapté à des dispositifs actifs utilisés dans des systèmes multi-porteuses fonctionnant sur une bande passante étroite et pour lesquelles nous pouvons considérer les rapports d'intermodulations constants en fonction de la fréquence. Cela est notamment le cas en radiodiffusion sonore numérique autrement appelée D.A.B.¹. L'autre domaine d'application possible de ce modèle est la diffusion numérique de programmes de télévision utilisant de C.O.F.D.M.². En effet, ces systèmes utilisant des signaux multiplex fréquentiels contenant plusieurs dizaines de porteuses dans une bande assez petite, les produits générés par un amplificateur, en dehors de la bande transmise, sont d'autant plus importants et gênants en matière de gestion du spectre.

Pour ce qui concerne les systèmes à bande passante large tels que les réseaux câblés, deux autres modèles non-linéaires sont plus précis que le modèle de Volterra. Il s'agit du modèle de Price et de l'un des modèles de lissage de la fonction de transfert en amplitude du dispositif actif, le modèle des Tubes à Onde Progressive. Leur précision est due principalement à l'aptitude qu'ils ont à approximer parfaitement la caractéristique de transfert en amplitude de l'amplificateur de réseau. Pour le modèle de Price, l'approximation polynomiale est particulièrement adaptée car elle constitue la base théorique du développement de Simons. Pour le modèle des Tubes à Onde Progressive, les résultats de battements composites simulés sont voisins de ceux mesurés car le coefficient de corrélation calculé entre les mesures et l'approximation est très proche de 1. Cela prouve un lissage parfait de la caractéristique de transfert par la fonction mathématique utilisée dans ce modèle. Les deux autres modèles des lissages n'offrent pas les mêmes performances car les fonctions mathématiques qu'ils emploient ne sont pas proches de la caractéristique de transfert d'un amplificateur de réseau câblé. Cependant, pour des applications à d'autres systèmes, ces modèles peuvent s'avérer plus précis. Il convient donc de ne pas les négliger, l'article de Rapp [RAP91] en est une preuve.

¹D.A.B.: Digital Audio Broadcasting

²C.O.F.D.M.: Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexed

Dans les domaines de la radiodiffusion et des radiocommunications, la tendance actuelle se dirige vers un regroupement de services différents sur un même réseau. Cela implique l'émission de l'ensemble de ces services à partir d'un même émetteur. Par voie de conséquence, de telles applications sont susceptibles d'être perturbé par la génération de distorsions non-linéaires. Il est donc raisonnable de penser que l'étude présentée dans ce mémoire peut comporter des extensions à d'autres domaines que celui des réseaux de télédistribution par câble.

Annexe 1

Recommandation 655 du C.C.I.R

RECOMMANDATION 655-1

RAPPORTS DE PROTECTION EN RADIOFRÉQUENCE POUR LES SYSTÈMES DE TÉLÉVISION A MODULATION D'AMPLITUDE A BANDE LATÉRALE RÉSIDUELLE

(Question 4/11, Programme d'études 4A/11)

(1986-1990)

Le CCIR

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que les rapports de protection indiqués dans la présente Recommandation soient utilisés aux fins de la planification.

Des études sont encore nécessaires pour compléter les informations concernant les rapports de protection applicables:

- aux signaux de données,
- aux signaux son,
- à la réponse hors canal,
- à la réponse à l'intérieur du canal au-dessus de la bande vidéo,
- aux systèmes à 525 lignes,
- au système B dans la bande des ondes décimétriques,
- au fonctionnement avec porteuses synchronisées.

(Voir le Rapport I214).

1. Introduction

Le rapport de protection RF (radiofréquence) est la valeur minimale du rapport signal utile/signal brouilleur, généralement exprimée en décibels à l'entrée du récepteur et déterminée dans des conditions spécifiées, de telle sorte qu'une qualité de réception spécifique soit obtenue à la sortie du récepteur.

1.1 Les rapports de protection indiqués s'appliquent à un brouillage provenant d'une source unique. Sauf indication contraire, les rapports de protection s'appliquent à un brouillage d'origine troposphérique (*T*) et correspondent sensiblement à une dégradation légèrement gênante. Ils sont considérés comme acceptables dans le seul cas où le brouillage se produit pendant un faible pourcentage de temps, qui n'est pas défini de façon précise mais dont on admet généralement qu'il est compris entre 1% et 10%. Cependant, si les signaux brouilleurs sont peu sujets à des évanouissements, il est nécessaire de prévoir un degré de protection plus élevé et il convient d'utiliser les rapports de protection convenant au brouillage continu (*C*) (voir l'Annexe I). Si ces derniers ne sont pas connus, on peut utiliser les valeurs correspondant au brouillage d'origine troposphérique (*T*), augmentées de 10 dB.

Les valeurs applicables à la limite de perceptibilité (*LP*) sont données pour information seulement.

1.2 Des signaux d'entrée utiles de très fort niveau pourraient nécessiter des rapports de protection plus élevés en raison des effets non linéaires dans le récepteur.

1.3 Pour les systèmes à 625 lignes, les niveaux de dégradation de référence sont ceux qui correspondent à des rapports de protection dans le même canal de 30 dB et 40 dB, avec un décalage de fréquence entre les porteuses image proche des deux tiers de la fréquence de ligne mais ajusté pour obtenir la dégradation maximale, la différence de fréquence exacte étant de 10,416 kHz. Ces conditions se rapprochent des niveaux de dégradation 3 (légèrement gênant) et 4 (perceptible mais non gênant) et s'appliquent respectivement au brouillage d'origine troposphérique (*T*) et au brouillage continu (*C*).

1.4 Il convient de noter que les valeurs à considérer pour l'amplitude des signaux sont respectivement la valeur efficace de la porteuse image en crête de modulation (compte non tenu du signal de chrominance dans le cas d'une modulation positive) et la valeur efficace de la porteuse son non modulée, aussi bien dans le cas de la modulation de fréquence que dans le cas de la modulation d'amplitude.

Aux fins de la planification, on peut admettre que, dans la voie de chrominance, la puissance sera toujours inférieure d'au moins 16 dB à la puissance de la porteuse image en crête de modulation.

1.5 Les valeurs du rapport de protection ne sont pas affectées par l'inclusion des données numériques dans l'intervalle de suppression de trame du signal de télévision brouilleur. Cependant, certaines valeurs sont affectées dans le cas d'un signal de données brouilleur de type pleine trame; il n'est notamment pas possible d'obtenir tous les avantages du fonctionnement en décalage de précision.

1.6 La relation entre les fréquences porteuses image des signaux utile et brouilleur est la suivante (voir l'Annexe II):

1.6.1 *Absence de contrôle*

Pas de contrôle spécial de la différence entre les fréquences porteuses nominales des signaux utile et brouilleur.

1.6.2 *Décalage de faible précision*

La différence entre les fréquences porteuses nominales est en relation convenable avec la fréquence de ligne, la tolérance pour la fréquence des porteuses étant de ± 500 Hz.

Pour pouvoir tirer pleinement parti du décalage entre porteuses, il importe que la synchronisation de ligne des récepteurs de télévision soit suffisamment protégée contre les parasites récurrents.

1.6.3 *Décalage de précision (voir l'Annexe III)*

La différence entre les deux fréquences porteuses nominales est en relation convenable avec les fréquences de ligne et de trame, mais la tolérance pour la fréquence de chaque porteuse nominale est de l'ordre de ± 1 Hz et la stabilité des fréquences de ligne est au plus égale à 1×10^{-6} . Pour pouvoir tirer pleinement parti du décalage de précision lorsque la porteuse brouilleuse est située dans la partie supérieure (plus de 2 MHz) de la bande vidéo utile, il est nécessaire d'obtenir une stabilité de la fréquence de ligne d'au moins 2×10^{-7} .

2. **Brouillage dans le même canal**

Dans ce paragraphe, les rapports de protection entre deux signaux de télévision ne s'appliquent qu'au brouillage dû à la porteuse image modulée du signal brouilleur. Une protection supplémentaire peut être nécessaire si la porteuse son utile subit un brouillage, ou si la porteuse son brouilleuse se situe dans la bande vidéo utile (par exemple, la voie image du système K est brouillée par la porteuse son du système G se trouvant dans le même canal). Pour toutes les valeurs de rapports de protection indiquées dans ce paragraphe, il est nécessaire de procéder aux corrections suivantes:

Quand le signal utile est modulé négativement et le signal brouilleur positivement (L/SECAM), les rapports de protection devraient être augmentés de 2 dB.

Quand le signal utile est modulé positivement et le signal brouilleur négativement, les valeurs devraient être abaissées de 2 dB.

Aucune correction n'est nécessaire si les signaux brouilleur et utile sont modulés avec la même polarité.

2.1 *Porteuses séparées de moins de 1000 Hz, absence de contrôle, systèmes ayant ou non le même nombre de lignes*

Rapport de protection: 45 dB, brouillage d'origine troposphérique.

2.2 *Porteuses séparées par des fractions de la fréquence de ligne (f_{ligne}), systèmes ayant le même nombre de lignes, décalage de faible précision*

TABLEAU I - Rapport de protection, porteuses séparées par des multiples du douzième de la fréquence de ligne jusqu'à environ $\pm 36/12 f_{\text{ligne}}$ (environ ± 50 kHz) (brouillage d'origine troposphérique)

Décalage par rapport à la fréquence de ligne	1/2, 3/2, 5/2, ...	1/3, 2/3, 4/3, ...
Système à 625 lignes (dB)	27	30
Système à 525 lignes (dB)	25	28

3.1.1 Bandes d'ondes métriques

Les chiffres donnés ci-après se rapportent à un écart de 1,5 MHz entre la porteuse image utile et la porteuse son brouilleuse et à un rapport de 10 dB entre la puissance de la porteuse image brouilleuse et la puissance de la porteuse son brouilleuse.

Rapport de protection: porteuse son modulée en fréquence
 - systèmes N et M: -13 dB
 - autres systèmes: -9 dB
 porteuse son modulée en amplitude
 - système L (rapport de puissances image/son = 10 dB): -8 dB

3.1.2 Bandes d'ondes décimétriques

Rapport de protection: pour les systèmes à 525 lignes avec un canal de 6 MHz: -13 dB

Pour les différents systèmes à 625 lignes, dont l'utilisation est prévue dans les bandes d'ondes décimétriques avec des canaux de 8 MHz, le Tableau III donne les rapports de protection requis par chacun des systèmes vis-à-vis d'un signal, du même système ou d'un autre système, diffusé sur le canal adjacent inférieur, dans l'hypothèse d'un rapport puissance image/puissance son de 10 dB pour les signaux brouilleurs et ce, quelle que soit la norme. Il y a lieu de procéder à une correction pour des valeurs différentes du rapport puissance image/puissance son.

TABLEAU III - Rapport de protection. Brouillage par le canal adjacent inférieur (bandes d'ondes décimétriques). Systèmes à 625 lignes

Signal utile \ Signal brouilleur	Rapport de protection (dB)					
	G	H	I	D, K	K1	L
G	-9	-9	-9	-9	-9	-5
H	-9	-9	-9	+13	+13	+17
I	-9	-9	-9	+13	+13	+17
D, K	-9	-9	-9	-9	-9	-5
K1	-9	-9	-9	-9	-9	+17
L	-9	-9	0	-12	-12	-8

3.2 Brouillage par le canal adjacent supérieur - Bandes métriques et décimétriques

Rapport de protection: système N: -10 dB
 systèmes D et K: -6 dB
 tous les autres systèmes: -12 dB

4. Brouillage par le canal conjugué

Le rapport de protection requis dépend de la fréquence intermédiaire et de l'affaiblissement sur le canal conjugué dans le récepteur, ainsi que du type de signal brouilleur affectant ce canal. On obtient la valeur de ce rapport en soustrayant l'affaiblissement sur le canal conjugué du rapport de protection requis pour un brouillage par canal partiellement superposé. Le Tableau IV montre cette situation pour les bandes d'ondes décimétriques. Le signal image utile peut être affecté par la porteuse image brouilleuse, par la porteuse son brouilleuse ou par les deux à la fois.

Affaiblissement sur le canal conjugué:

systèmes D et K: 30 dB
 système I: 50 dB
 système M (Japon): 60 dB (bandes métriques) et 45 dB (bandes décimétriques)
 tous les autres systèmes: 40 dB

TABLEAU IV - Rapport de protection. Canal conjugué (bandes d'ondes décimétriques).
Systèmes à 625 lignes

Signal utile \ Signal brouilleur	Rapport de protection (dB)					Canal conjugué	Observations
	G, H	I	D, K	K1	L		
G	-1	-4	-11	-11	-7	N + 9	Brouillage dû à la porteuse son
H	-1	-4	-9	-9	-5	N + 9	
I	-13	-10	-10	-10	-6	N + 9	
D, K	-1	-15	-12	-12	-6	N + 8	Brouillage dû à la porteuse son
	+13	+13	+13	+13	+15	N + 9	Brouillage dû à la porteuse image
K1	-1	0	-2	-2	+2	N - 9	Brouillage dû à la porteuse son
	-1	-4	-5	-5	-1	N + 9	
	+7	+7	+7	+7	+9	N + 10	Brouillage dû à la porteuse image
L	-2	-2	-4	-13	-9	N - 9	Brouillage dû à la porteuse son
	< -20	< -20	< -20	< -20	< -20	N - 8	Brouillage dû à la porteuse image

Les rapports de protection vis-à-vis du canal conjugué figurant dans le Tableau IV s'appliquent au brouillage d'origine troposphérique et sont basés sur les niveaux des porteuses image utile et brouilleuse, dans l'hypothèse d'un rapport puissance image/puissance son de 10 dB et ce, quelle que soit la norme. Il y a lieu de procéder à une correction pour des valeurs différentes du rapport puissance image/puissance son. En cas de brouillage continu, les valeurs doivent être augmentées de 10 dB.

5. Brouillage dans des canaux partiellement superposés

Les figures et les tableaux de ce paragraphe donnent les rapports de protection à appliquer quand une onde entretenue se trouve dans la bande vidéo utile, la porteuse image étant modulée négativement.

Le Tableau V donne les valeurs de correction à appliquer dans le cas d'un signal image utile modulé positivement et pour d'autres types de signaux susceptibles de provoquer un brouillage.

TABLEAU V - Valeurs de corrections pour différents signaux utiles et brouilleurs

Signal utile \ Signal brouilleur	Facteurs de correction (dB)				
	Onde entretenue	Signal image modulé négativement	Signal image modulé positivement	Son. modulé en fréquence	Son. modulé en amplitude
Signal image modulé négativement	0	-2	0	0	+4
Signal image modulé positivement	-2	-4	-2	-2	+2

Lorsque le signal brouilleur est un signal de télévision, il est nécessaire de calculer deux valeurs du rapport de protection, l'une correspondant à la porteuse image brouilleuse, l'autre à la porteuse son brouilleuse. Les rapports de protection indiqués pour une porteuse son brouilleuse modulée en fréquence ne s'appliquent ni au décalage de faible précision, ni au décalage de précision. Néanmoins, une réduction de 2 dB par rapport au fonctionnement en l'absence de contrôle (courbes A et A') est obtenue avec des décalages de faible précision dans le canal de luminance compris entre 3/12 et 9/12 de la fréquence de ligne et avec des décalages de faible précision de 0/12, 1/12, 5/12, 6/12, 7/12, 11/12 et 12/12 de la fréquence de ligne dans le canal de chrominance.

5.1 Systèmes à 525 lignes

La Fig. 1 et le Tableau VI indiquent les rapports de protection pour un brouillage d'origine troposphérique. Pour un brouillage continu, le rapport de protection doit être augmenté de 10 dB. Le signal brouilleur est une onde entretenue. Pour d'autres types de signaux brouilleurs, il y a lieu d'appliquer les valeurs de correction indiquées.

5.2 Systèmes à 625 lignes

Les Fig. 2 à 4 et les Tableaux VII à IX donnent les rapports de protection pour un brouillage d'origine troposphérique et un brouillage continu et en limite de perceptibilité. Les valeurs indiquées s'appliquent au cas d'un signal image utile modulé négativement, affecté par une onde entretenue brouilleuse. Les valeurs de correction déjà indiquées s'appliquent aux autres combinaisons de signaux utiles et de signaux brouilleurs.

Les courbes des Fig. 2 à 4 sont des exemples qui peuvent être obtenus directement à partir des tableaux correspondants. Elles illustrent la gamme entière des valeurs des rapports de protection, depuis le cas le moins favorable du fonctionnement en l'absence de contrôle (courbes A et A') jusqu'au meilleur rapport qu'il soit possible d'obtenir avec un décalage de faible précision (courbes B et B') ou un décalage de précision (courbes C et C'). Les courbes A, B et C concernent le canal de luminance et les courbes A', B' et C' le canal de chrominance pour les systèmes PAL et SECAM. Pour des écarts de fréquences inférieurs à -1,25 MHz ou supérieurs à 6 MHz, les rapports de protection peuvent être obtenus par extrapolation linéaire jusqu'à la limite du canal.

2.3 *Systèmes à 625 lignes, porteuses séparées par des multiples d'un douzième de la fréquence de ligne jusqu'à environ $\pm 36/12$ (environ ± 30 kHz)*

Ces rapports de protection ne s'appliquent pas nécessairement pour des écarts plus importants entre porteuses.

TABLEAU II - *Rapport de protection entre systèmes à 625 lignes*

Décalage (en multiples de 1/12 de la fréquence de ligne)		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Décalage de faible précision Stabilité de l'émetteur ± 500 Hz	Brouillage d'origine troposphérique	45	44	40	34	30	28	27	28	30	34	40	44	45
	Brouillage continu	52	51	48	44	40	36	33	36	40	44	48	51	52
	Limite de perceptibilité	61	60	57	54	50	45	42	45	50	54	57	60	61
Décalage de précision Stabilité de l'émetteur ± 1 Hz	Brouillage d'origine troposphérique	32	34	30	26	22	22	24	22	22	26	30	34	38
	Brouillage continu	36	38	34	30	27	27	30	27	27	30	34	38	42
	Limite de perceptibilité	42	44	40	36	36	39	42	39	36	36	40	44	48

Limites de perceptibilité, pour information uniquement.

(Les valeurs indiquées dans la première colonne ne sont valables que pour 0/12. Toutes les autres valeurs comprises entre 1/12 et 12/12 ne varient pas lorsqu'on ajoute ou soustrait des multiples de 12/12 jusqu'à $\pm 36/12$.)

3. Brouillage par les canaux adjacents

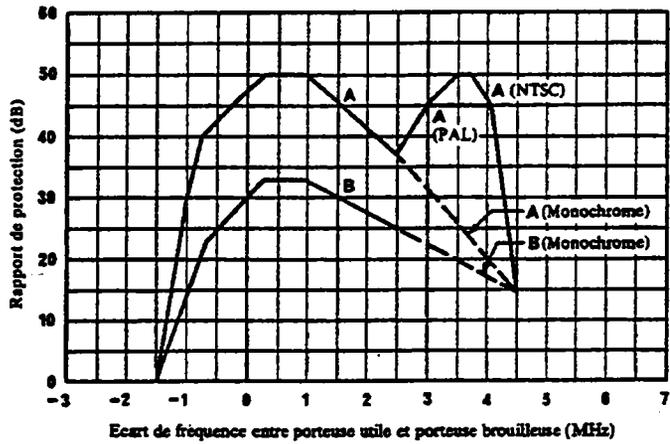
Les rapports de protection indiqués s'appliquent au brouillage d'origine troposphérique et sont exprimés sur la base des niveaux des porteuses image utile et brouilleuse. Dans le cas du brouillage continu, les valeurs indiquées devraient être augmentées de 10 dB.

Les rapports de protection dans le canal adjacent ne peuvent être déterminés à partir des courbes du § 5 pour des canaux partiellement superposés, car pour certains systèmes ces valeurs pourraient être influencées par des dispositifs spéciaux dans les récepteurs (par exemple, réjecteurs son).

3.1 Brouillage par le canal adjacent inférieur

Sur le signal image, le plus fort brouillage provenant d'un autre signal utilisant la même norme résulte du signal son du canal adjacent inférieur. Toutefois, il est possible d'améliorer légèrement la protection en décalant la porteuse son brouilleuse, par rapport à la porteuse image utile, d'une valeur voisine d'un multiple impair de la demi-fréquence de ligne. L'effet est particulièrement sensible pendant les intervalles sans modulation sonore, l'amélioration pouvant alors atteindre 10 dB, alors qu'en présence de modulation l'amélioration n'est que de 2 à 3 dB.

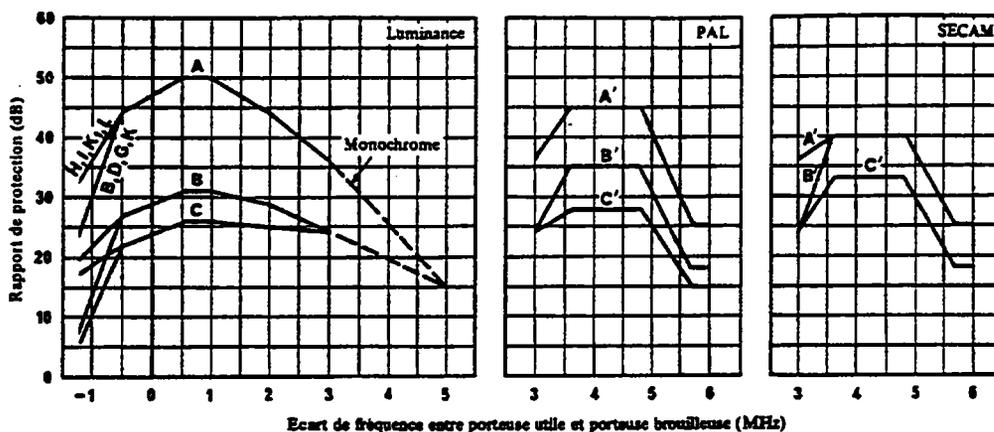
Lorsque le rapport entre la puissance de la porteuse image et la puissance de la porteuse son diffère de celui qui est considéré dans les paragraphes suivants, il y a lieu de procéder à une correction linéaire.



Ecart de fréquence (MHz)		-1,5	-1,0	-0,75	0,3	1,0	2,5	3,0	3,5	3,7	4,1	4,5
A	NTSC (dB)								50	50	45	
A	PAL (dB)	0	30	40	50	50	37	45	45	45		15
A	Monochrome (dB)											
B	Monochrome (dB)	0	15		33	33	25					15

FIGURE 1 et TABLEAU VI – Systèmes à 525 lignes (M/NTSC et M/PAL)
Brouillage d'origine troposphérique. Signal brouilleur: onde entretenue

Courbes A: absence de contrôle
B: décalage de faible précision
(1/3, 2/3, 4/3, 5/3 de la fréquence de ligne)



Décalage en multiples de 1/12 de la fréquence de ligne	Courbe	Ecart de fréquence entre porteuse utile et porteuse brouilleuse (MHz)											
		Canal de luminance							PAL		SECAM		
		-1,25 ⁽¹⁾	-1,25 ⁽²⁾	-0,5	0,0	0,5	1,0	2,0	3,0	3,6-4,8	5,7-6,0 ⁽³⁾	3,6-4,8 ⁽⁴⁾	5,7-6,0 ⁽³⁾
0	NO A,B'	32	23	44	47	50	50	44	36	35	18	40	25
	PO C'	23	11	32	34	40	40	37	31	28	15	33	18
1	NO	31	20	43	46	49	49	42	34	39	20	40	25
	PO	23	11	33	36	39	39	36	31	31	16	33	18
2	NO	28	17	39	42	45	45	39	32	42	22	40	25
	PO	21	9	29	32	35	35	33	29	34	17	33	18
3	NO A'	25	13	34	36	39	39	35	29	45	25	40	25
	PO B'	19	7	25	28	31	31	29	26	35	18	33	18
4	NO	22	10	30	32	35	35	32	27	42	22	40	25
	PO C	17	5	22	24	26	26	25	24	34	17	33	18
5	NO	20	8	28	30	32	32	30	25	39	20	40	25
	PO C	17	5	22	24	26	26	25	24	31	16	33	18
6	NO B,B'	19	7	27	29	31	31	29	24	35	18	40	25
	PO C'	17	5	24	26	28	28	26	24	28	15	33	18
7	NO B',C'	20	8	28	30	32	32	30	25	35	18	40	25
	PO C,C'	17	5	22	24	26	26	25	24	28	15	33	18
8	NO	22	10	30	32	35	35	32	27	39	20	40	25
	PO C	17	5	22	24	26	26	25	24	31	16	33	18
9	NO	25	13	34	36	39	39	35	29	42	22	40	25
	PO	19	7	25	28	31	31	29	26	34	17	33	18
10	NO	28	17	39	42	45	45	39	32	39	20	40	25
	PO	21	9	29	32	35	35	33	29	31	16	33	18
11	NO B'	31	20	43	46	49	49	42	34	35	18	40	25
	PO C'	23	11	33	36	39	39	36	31	28	15	33	18
12	NO A,B'	32	23	44	47	50	50	44	36	35	18	40	25
	PO C	23	11	32	34	40	40	37	31	28	15	33	18

FIGURE 2 et TABLEAU VII - Systèmes à 625 lignes
Brouillage d'origine troposphérique

(1) Systèmes de télévision H, I, K1, L

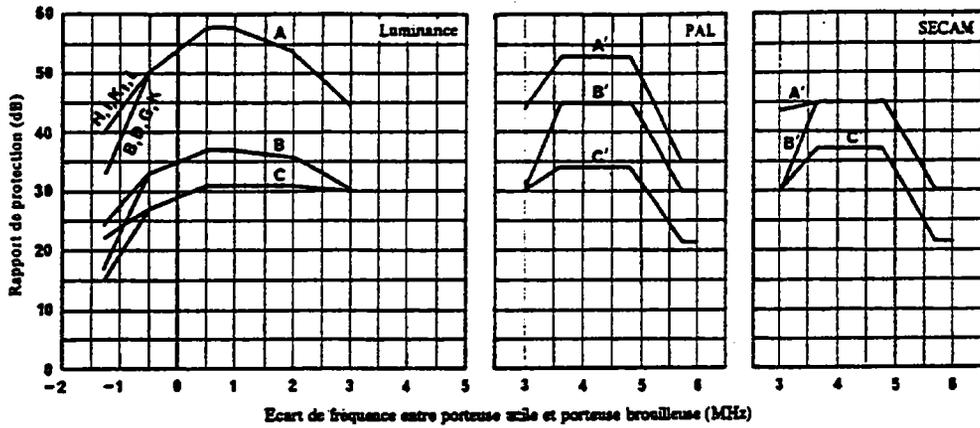
(2) Systèmes de télévision B, D, G, K

(3) Systèmes de télévision B, G: gamme comprise entre 5,3 et 6,0 MHz

(4) D/SECAM et K/SECAM: ajouter 5 dB.

NO: décalage de faible précision

PO: décalage de précision



Décalage en (multiples de 1/12 de la fréquence de ligne)	Courbe	Ecart de fréquence entre porteuse utile et porteuse brouilleuse (MHz)														
		Canal de luminance							PAL		SECAM					
		-1,25 ⁽¹⁾	-1,25 ⁽²⁾	-0,5	0,0	0,5	1,0	2,0	3,0	3,6-4,8	5,7-6,0 ⁽³⁾	3,6-4,8 ⁽³⁾	5,7-6,0 ⁽³⁾			
0	NO	A, B'	40	32	30	34	38	44	58	58	54	44	45	30	45	30
	PO	C'	30	22	37	38	44	44	42	42	36	34	21	37	21	21
1	NO		38	30	49	53	57	57	53	43	48	32	45	30	30	30
	PO		29	22	38	40	42	42	41	36	36	22	37	21	21	21
2	NO		34	27	46	50	55	55	51	41	51	33	45	30	30	30
	PO		27	20	34	36	38	38	37	34	39	24	37	21	21	21
3	NO	A'	30	23	42	46	50	50	46	38	53	35	45	30	30	30
	PO		24	17	30	32	34	34	33	31	40	26	37	21	21	21
4	NO		28	21	38	42	45	45	42	35	51	33	45	30	30	30
	PO	C	22	15	27	29	31	31	31	30	39	24	37	21	21	21
5	NO		26	19	35	38	41	41	38	32	48	32	45	30	30	30
	PO	C	22	15	27	29	31	31	31	30	36	22	37	21	21	21
6	NO	B, B'	24	17	33	35	37	37	36	30	45	30	45	30	30	30
	PO	C'	23	16	29	32	33	33	32	30	34	21	37	21	21	21
7	NO	B'	26	19	35	38	41	41	38	32	45	30	45	30	30	30
	PO	C, C'	22	15	27	29	31	31	31	30	34	21	37	21	21	21
8	NO		28	21	38	42	45	45	42	35	48	32	45	30	30	30
	PO	C	22	15	27	29	31	31	31	30	36	22	37	21	21	21
9	NO		30	23	42	46	50	50	46	38	51	33	45	30	30	30
	PO		24	17	30	32	34	34	33	31	39	24	37	21	21	21
10	NO		34	27	46	50	55	55	51	41	48	32	45	30	30	30
	PO		27	20	34	36	38	38	37	34	36	22	37	21	21	21
11	NO	B'	38	30	49	53	57	57	53	43	45	30	45	30	30	30
	PO	C'	29	22	38	40	42	42	41	36	34	21	37	21	21	21
12	NO	A, B'	40	32	30	34	38	44	58	58	54	44	45	30	45	30
	PO	C'	30	22	37	44	44	44	42	36	34	21	37	21	21	21

FIGURE 3 et TABLEAU VI - Systèmes à 625 lignes
Brouillage continu

(1) Systèmes de télévision H, I, K1, L.

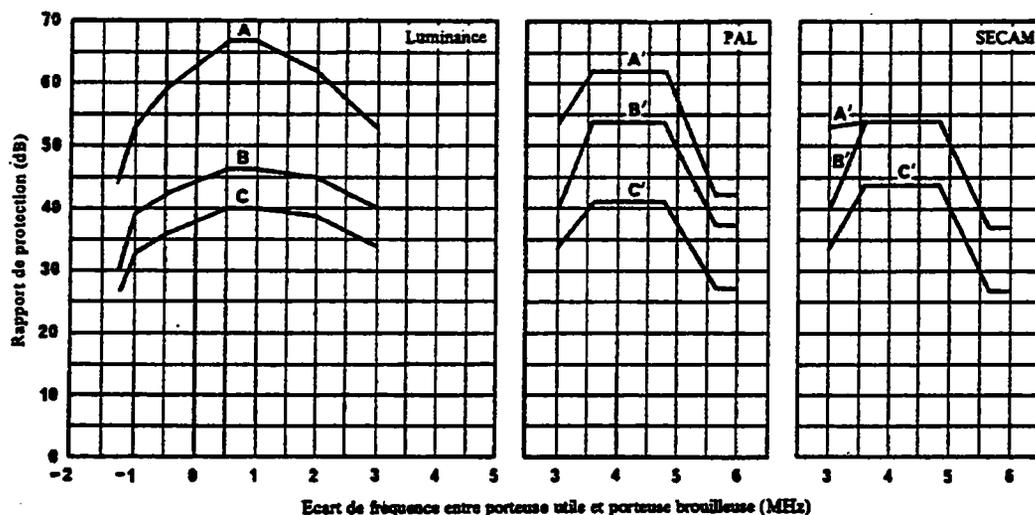
(2) Systèmes de télévision B, D, G, K.

(3) Systèmes de télévision B, G: gamme comprise entre 5,3 et 6,0 MHz.

(4) D/SECAM et K/SECAM: ajouter 8 dB.

NO: décalage de faible précision

PO: décalage de précision

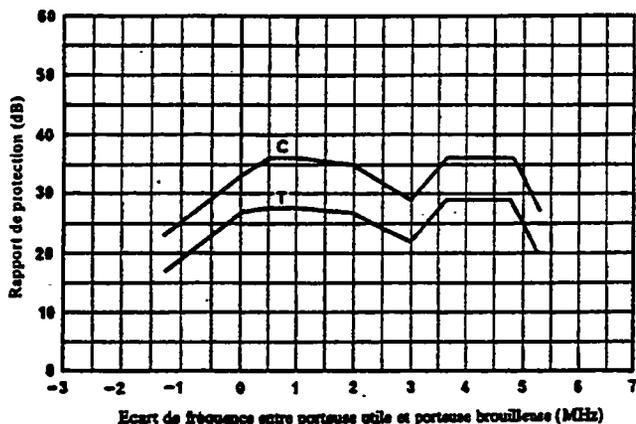


Ecart de fréquence (MHz)		-1,25	-1,0	-0,5	0,0	0,5	1,0	2,0	3,0	3,6	4,8	5,7
A	PAL	44	53	59	63	67	67	62	53	62	62	42
	SECAM									54	54	37
B	PAL	30	39	42	44	46	46	45	40	54	54	37
	SECAM											
C	PAL	26	33	36	38	40	40	39	34	41	41	27
	SECAM									44	44	

FIGURE 4 et TABLEAU IX — Systèmes à 625 lignes
Limite de perceptibilité (pour information seulement)

5.3 Signal de télévision brouillé par des signaux de données

L'introduction de données numériques, par exemple le télétexte, dans l'intervalle de suppression de trame n'a pas d'effet sur les rapports de protection nécessaires. Cependant, lorsque le signal brouilleur comporte des signaux de données de type pleine trame, l'amélioration résultant du décalage de faible précision ou du décalage de précision ne peut pas être entièrement obtenue. Dans ce cas, la Fig. 5 donne les valeurs minimales pour toutes les conditions, avec ou sans décalage qui sont indiquées dans le § 5.2. Les courbes de la Fig. 5 s'appliquent à des signaux de données pleine trame dont l'amplitude des impulsions est égale à 66% de l'amplitude noir-blanc crête. Pour des taux de modulation plus élevés, il convient d'augmenter les valeurs de façon linéaire.



Ecart de fréquence (MHz)	-1,25	0,0	0,5	1,0	2,0	3,0	3,6	4,8	5,25
Brouillage d'origine troposphérique (T)	17	27	28	28	27	22	29	29	20
Brouillage continu (C)	23	33	36	36	35	29	36	36	27

FIGURE 5 et TABLEAU X — Systèmes à 625 lignes B/PAL et G/PAL
Rapport de protection contre un brouillage par des signaux de données numériques pleine trame

6. Rapport de protection pour les signaux son

Les rapports de protection applicables au signal son utile sont donnés dans le Tableau XI pour un brouillage d'origine troposphérique et un brouillage continu. Les valeurs indiquées se rapportent au niveau de la porteuse son utile. En cas d'émission de deux voies son, les deux porteuses son doivent être considérées séparément. Lorsque le signal modulant est un multiplex de plusieurs voies son, une protection plus élevée peut être nécessaire.

Pour une porteuse image brouilleuse, soustraire 2 dB; pour une porteuse son brouilleuse modulée en amplitude, ajouter 4 dB.

On suppose que l'excursion maximale de la porteuse son utile modulée en fréquence est de ± 50 kHz. Pour d'autres valeurs de l'excursion, il y a lieu de procéder à une correction linéaire.

Le rapport signal/bruit pondéré est amélioré d'environ 8 dB si l'on utilise un décalage égal, par exemple, à 5/3 de la fréquence de ligne au lieu de 2/3.

TABLEAU XI - Rapport de protection pour la porteuse son utile
Signal brouilleur: onde entretenue ou porteuse son modulée en fréquence

Ecart de fréquence entre la porteuse son utile et la porteuse son brouilleuse (kHz)	Brouillage d'origine troposphérique		Brouillage continu	
	MF	MA	MF	MA
0	32	40	39	50
15	30	40	35	50
50	22	10	24	15
250	-6	7	-6	12

BIBLIOGRAPHIE

DINSEL, S. et SIPEK, E. [avril 1985] Décalage de fréquence en télévision - Théorie et application pratique. *Rev. de l'UER (Technique)*, 210, 64-71.

ANNEXE I

BROUILLAGE D'ORIGINE TROPOSPHÉRIQUE ET BROUILLAGE CONTINU

Lorsque l'on utilise des rapports de protection pour la planification, il est nécessaire de déterminer, si dans les circonstances considérées, le brouillage doit être considéré comme d'origine troposphérique ou comme continu. Pour résoudre cette question, on peut comparer les champs perturbateurs correspondant aux deux types de brouillage, le champ perturbateur étant défini comme la somme du champ issu de l'émetteur brouilleur (pour la puissance apparente rayonnée correspondante) et du rapport de protection applicable.

Le champ perturbateur correspondant au brouillage continu répond donc à l'équation suivante:

$$E_C = E(50, 50) + P + A_C$$

alors que, dans le cas du brouillage d'origine troposphérique, on obtient:

$$E_T = E(50, t) + P + A_T$$

avec:

$E(50, t)$: champ (dB(μ V/m)) issu de l'émetteur brouilleur, normalisé à 1 kW, et dépassé pendant $t\%$ du temps

P : p.a.r. (dB(1kW)) de l'émetteur brouilleur

A : rapport de protection (dB)

C et T : indices respectivement du brouillage continu et du brouillage d'origine troposphérique.

Le rapport de protection correspondant au brouillage continu s'applique lorsque le champ perturbateur résultant est supérieur au champ d'origine troposphérique, c'est-à-dire lorsque $E_C > E_T$.

Il en découle que A_C doit toujours être utilisé lorsque:

$$E(50, 50) + A_C > E(50, t) + A_T$$

ANNEXE II

DIFFÉRENTES CONDITIONS DE DÉCALAGE

Le rapport de protection requis varie considérablement en fonction de la relation de fréquence qui existe entre les porteuses utile et brouilleuse ainsi qu'en fonction de leurs tolérances. Une protection maximale est nécessaire quand l'une au moins des deux porteuses est «non contrôlée».

Avec un décalage de faible précision (décalage par rapport à la fréquence de ligne), il est possible de réduire le brouillage et, en conséquence, le rapport de protection nécessaire diminue. Le décalage de faible précision exploite le fait que la structure du signal vidéo est liée à la fréquence de ligne: il est notamment intéressant de décaler les porteuses par des multiples de $1/2$ ou $1/3$ de la fréquence de ligne. Toutefois, la stabilité à long terme de ces rapports de protection favorables ne peut être garantie que si les fréquences des signaux utile et brouilleur sont maintenues constantes à ± 500 Hz près.

Le décalage de précision exploite davantage encore la structure du spectre vidéo et notamment la récurrence à la fréquence de trame. Lorsque le «décalage de précision» est réalisé et que les deux porteuses sont contrôlées à ± 1 Hz près, la protection requise est minimale.

La Fig. 6 indique les principales caractéristiques du fonctionnement en décalage et donne un tracé schématique des courbes du rapport de protection entre $0/12$ et $12/12$ de la fréquence de ligne. Ces courbes sont périodiques et leur extension vers la gauche et vers la droite est symbolisée par des pointillés. Les courbes sont similaires dans le canal de luminance jusqu'à environ ± 3 MHz.

Les courbes supérieure et inférieure indiquent les rapports de protection obtenus respectivement avec un décalage de faible précision et avec un décalage de précision. Plus exactement, ces deux courbes matérialisent l'enveloppe d'une série de fluctuations du rapport de protection, dont les oscillations à la fréquence de trame sont représentées par le trait fin.

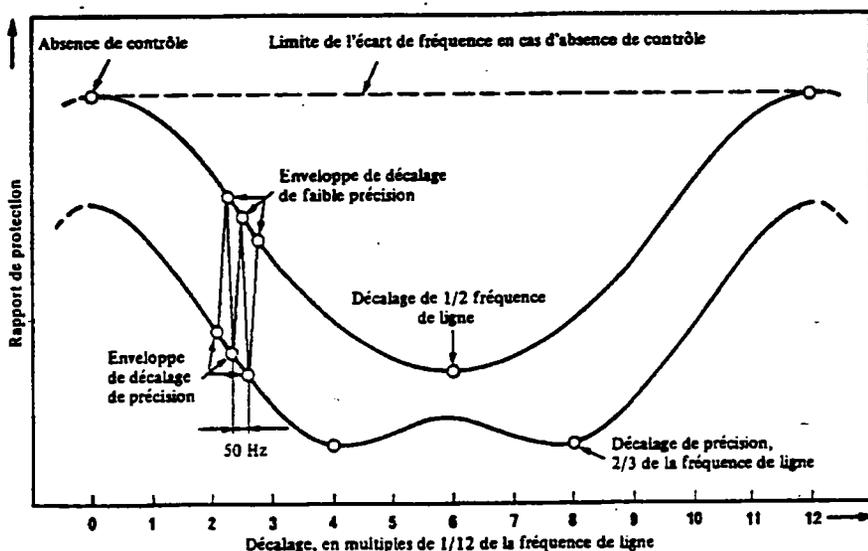


FIGURE 6 - Courbes schématiques du rapport de protection pour différentes positions de décalage

Courbes des rapports de protection dans le même canal au voisinage de $0/12$, $4/12$ et $6/12$ de la fréquence de ligne (systèmes à 625 lignes)

La Fig. 7 donne des exemples de courbes des rapports de protection correspondant aux trois positions de décalage les plus importants ($0/12$, $4/12$ et $6/12$ de la fréquence de ligne). Les courbes se rapportent respectivement au brouillage d'origine troposphérique, au brouillage continu et à la limite de perceptibilité.

Les points blancs et les points noirs indiquent les positions correspondant respectivement au décalage de faible précision et au décalage de précision. Les points de dégradation de référence pour le brouillage d'origine troposphérique et le brouillage continu sont également indiqués.

Pour l'exploitation de réseaux d'émetteurs TV avec des porteuses synchronisées et verrouillées en phase, les valeurs du rapport de protection sont légèrement réduites.

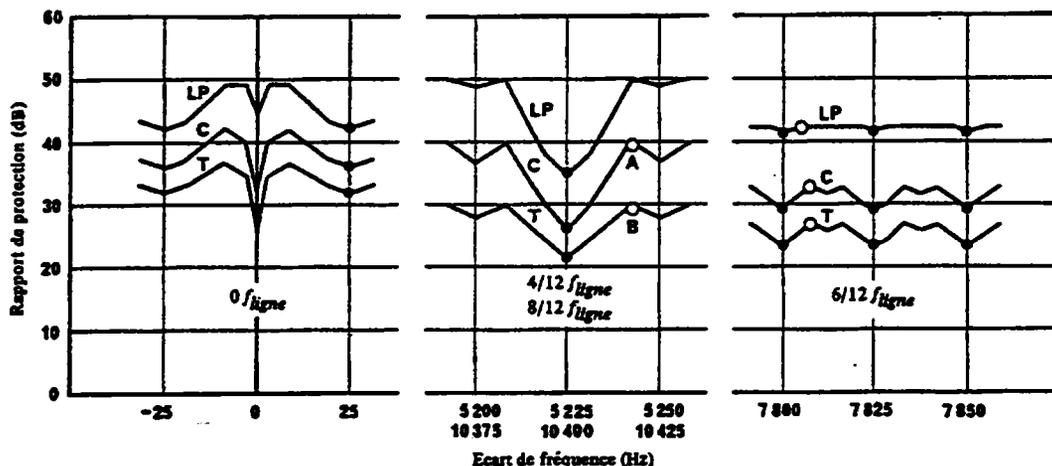


FIGURE 7 - Structure précise des courbes de rapport de protection pour différentes positions de décalage

- Courbes T: brouillage d'origine troposphérique
 C: brouillage continu
 LP: limite de perceptibilité
 A: point de référence, brouillage continu
 B: point de référence, brouillage d'origine troposphérique
- Décalage de faible précision
 ● Décalage de précision

ANNEXE III

FRÉQUENCES UTILISABLES POUR UN DÉCALAGE DE PRÉCISION

Le Tableau XII indique les principales fréquences pouvant être utilisées pour un décalage de précision au voisinage de chaque douzième de la fréquence de ligne. Pour le canal de luminance, les fréquences indiquées dans le tableau se terminent par 25 Hz jusqu'à 6/12 de la fréquence de ligne et par 100 Hz au-delà. Deux possibilités (7800 et 7825 Hz) sont indiquées pour 6/12 de la fréquence de ligne car en ce point les raies spectrales correspondantes sont symétriques et donc de même amplitude. Les positions de décalage sont exprimées en douzième de la fréquence de ligne.

D'autres fréquences sont possibles au voisinage de chaque position de décalage, qui diffèrent des valeurs données par des multiples entiers de 50 Hz et de 15 625 Hz. L'expression «décalage de précision» se rapporte toujours à la différence entre la fréquence porteuse de l'émetteur utile et celle de l'émetteur brouilleur et non au décalage d'un émetteur par rapport à la fréquence nominale du canal.

Lorsque la différence de fréquence entre porteuse utile et porteuse brouilleuse dépasse la gamme normalisée indiquée dans le Tableau XII, il convient de soustraire des multiples entiers de 15 625 Hz. Les formules suivantes, qui s'appliquent à tous les écarts de fréquence pour le décalage de précision dans le canal de luminance et dans le canal de chrominance pour les systèmes à 625 lignes, peuvent servir à des calculs informatiques.

TABLEAU XII - Fréquences de décalage de précision normalisées comprises entre 0/12 et 12/12 de la fréquence de ligne

Canal de luminance: pour tous les systèmes à 625 lignes
 Canal de chrominance: systèmes PAL et SECAM seulement

Décalage (en multiples de 1/12 de la fréquence de ligne)	Fréquence de décalage de précision (Hz)		
	Canal de luminance	Canal de chrominance	
		PAL	SECAM
0	25	5	0
1	1 325	1 305	1 302
2	2 625	2 605	2 604
3	3 925	3 905	3 906
4	5 225	5 205	5 208
5	6 525	6 505	6 510
6	7 800 ou 7 825	7 810	7 812
7	9 100	9 115	9 115
8	10 400	10 420	10 417
9	11 700	11 720	11 719
10	13 000	13 020	13 021
11	14 300	14 320	14 323
12	15 600	15 630	15 625

Canal de luminance:

$$f_p = m \times 15\,625 \pm (2n + 1) \times 25$$

$$m < 192, n < 156$$

Canal de chrominance:

- Systèmes PAL

$$f_p = m \times 15\,625 \pm (2n + 1) \times 25 + k$$

$$m > 216 \text{ et}$$

$$k = -20 \text{ pour } 0 < n < 143$$

$$k = -15 \text{ pour } 143 < n < 169$$

$$k = -5 \text{ pour } 169 < n < 299$$

$$k = +5 \text{ pour } 299 < n < 312$$

- Systèmes SECAM

$$f_p = m \times 15\,625 + 2n \times \left(25 + \frac{25}{624}\right)$$

m, n et k étant des entiers

Calcul des fréquences utilisables avec un décalage de précision, dans un réseau organisé en triplets d'émetteurs

Les techniques de décalage de précision servent généralement à résoudre certains problèmes de brouillage entre deux émetteurs fonctionnant dans le même canal. Dans les réseaux de télévision, les émetteurs diffusant sur un canal commun sont situés aux trois sommets d'un triangle. Une situation type de décalage de faible précision pour un tel triplet d'émetteurs est la suivante: les fréquences nominales des porteuses image valent respectivement $-2/3$, ± 0 et $+2/3$ de la fréquence de ligne, soit en douzièmes: 8M, 0, 8P (M: moins, P: plus). Un triplet d'émetteurs A-B-C se compose de trois paires d'émetteurs A-B, A-C et B-C. En adoptant le décalage de précision dans le cas de l'exemple ci-dessus, on peut réduire le brouillage affectant les trois paires d'émetteurs. Dans la pratique, 35% seulement de tous les triplets d'émetteurs théoriquement possibles bénéficient d'une amélioration complète sur les trois paires, les 65% restants ayant une ou deux paires d'émetteurs qui fonctionnent en décalage de faible précision.

Le Tableau XIII donne la liste complète et normalisée de ces 35% de cas possibles, dans la gamme comprise entre 0P et 12P, qui permettent d'obtenir une réduction du brouillage pour les trois paires d'émetteurs d'un triplet lorsque l'on utilise un décalage de précision.

Une règle simple permet de calculer les fréquences de décalage de précision pour les triplets d'émetteurs. Tous les triplets qui ne peuvent pas être ramenés aux cas normalisés du Tableau XIII comportent une paire d'émetteurs fonctionnant sans décalage de précision.

Exemple

L'objet de la méthode de calcul exposée ci-après est de transformer les trois positions de décalage de telle sorte qu'elles soient comprises entre 0P et 12P (voir le Tableau XIII). La fréquence porteuse de chaque émetteur peut être déplacée par multiples de la fréquence de ligne, c'est-à-dire par multiples de 12/12 (voir l'opération 2). Le choix du nombre de douzièmes est indifférent pour autant que tous les émetteurs soient décalés du même nombre de douzièmes (voir l'opération 1).

Soit un triplet d'émetteurs, position de décalage de ligne:	A 18M	B 8P	C 2P
<i>Opération 1</i> Réglage d'un émetteur à 0 par translation linéaire:	+18	+18	+18
<i>Résultat:</i>	0	26P	20P
<i>Opération 2</i> Recalage de l'émetteur B et de l'émetteur C dans la gamme comprise entre 0P et 12P par addition ou soustraction d'un multiple quelconque de la fréquence de ligne:		-24	-12
<i>Résultat:</i>	0	2P	8P
<i>Opération 3</i> Choix des fréquences de décalage de précision, à partir du Tableau XIII:	0	2 625	10 400 Hz
<i>Opération 4</i> Compensation de l'opération 2:		+31 250	+15 625 Hz
<i>Résultat:</i>	0	+33 875	+26 025 Hz
<i>Opération 5</i> Compensation de l'opération 1:	-23 400	-23 400	-23 400 Hz
<i>Résultat:</i> équivalent à	-23 400 18M	+10 475 8P°	+ 2 625 Hz 2P

TABLEAU XIII - Combinaisons de décalages possibles permettant d'obtenir un décalage de précision pour toutes les paires d'émetteurs d'un triplet

Cas	Décalage	Fréquence (Hz) (Systèmes à 625 lignes)		
1	0 - 0P - 6P	0	25	7 800
2	0 - 0P - 6P	0	25	7 825
3	0 - 1P - 6P	0	1 325	7 800
4	0 - 1P - 7P	0	1 325	9 100
5	0 - 2P - 6P	0	2 625	7 800
6	0 - 2P - 7P	0	2 625	9 100
7	0 - 2P - 8P	0	2 625	10 400
8	0 - 3P - 6P	0	3 925	7 800
9	0 - 3P - 7P	0	3 925	9 100
10	0 - 3P - 8P	0	3 925	10 400
11	0 - 3P - 9P	0	3 925	11 700
12	0 - 4P - 6P	0	5 225	7 800
13	0 - 4P - 7P	0	5 225	9 100
14	0 - 4P - 8P	0	5 225	10 400
15	0 - 4P - 9P	0	5 225	11 700
16	0 - 4P - 10P	0	5 225	13 000
17	0 - 5P - 6P	0	6 525	7 800
18	0 - 5P - 7P	0	6 525	9 100
19	0 - 5P - 8P	0	6 525	10 400
20	0 - 5P - 9P	0	6 525	11 700
21	0 - 5P - 10P	0	6 525	13 000
22	0 - 5P - 11P	0	6 525	14 300
23	0 - 6P - 6P	0	7 800	7 825
24	0 - 6P - 7P	0	7 825	9 100
25	0 - 6P - 8P	0	7 825	10 400
26	0 - 6P - 9P	0	7 825	11 700
27	0 - 6P - 10P	0	7 825	13 000
28	0 - 6P - 11P	0	7 825	14 300
29	0 - 6P - 12P	0	7 800	15 600
30	0 - 6P - 12P	0	7 825	15 600

* Pour réduire le brouillage son entre l'émetteur B et l'émetteur C, il serait préférable de choisir une position de décalage de 20P = 26 100 Hz (addition de 12P, soit 15 625 Hz). Dans ce cas, le brouillage de l'image n'est pas modifié.

Annexe 2

**Fiche technique de la diode DFB laser PHILIPS
CQF62/D**

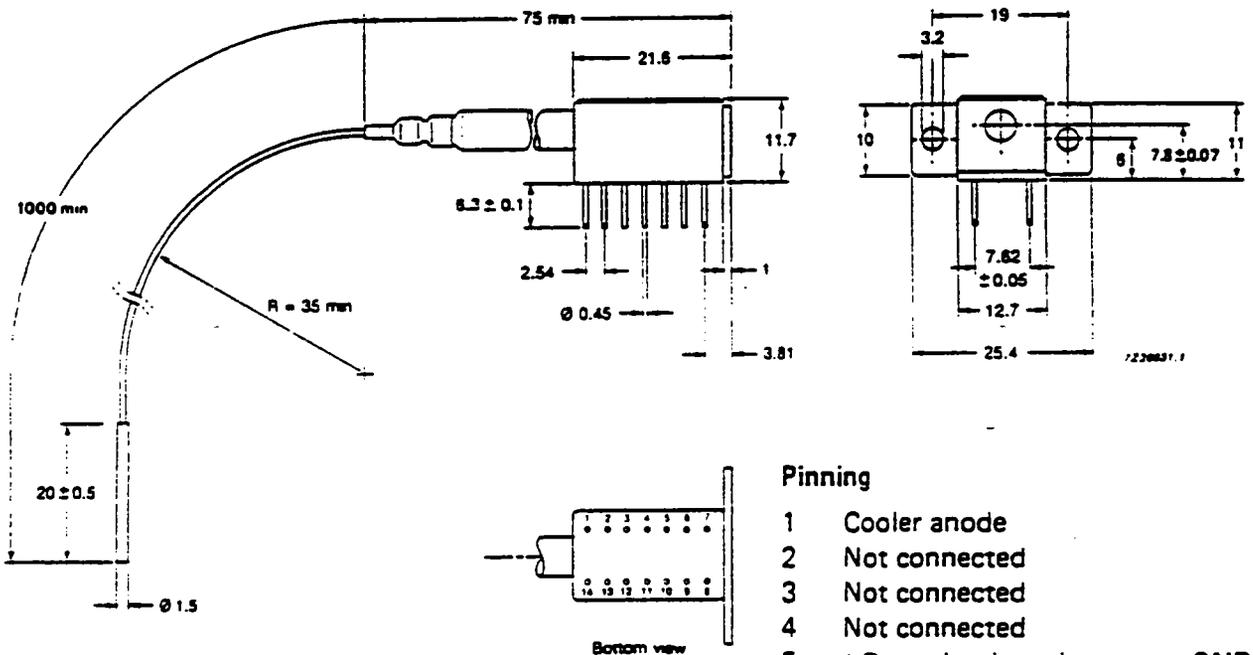
BURIED HETEROJUNCTION InGaAsP DFB LASER DIODE WITH SINGLE MODE FIBRE PIGTAIL

The CQF62/D is an InGaAsP buried heterojunction semiconductor Distributed Feed-Back (DFB) laser diode. The device is designed for very high-speed very long distance, optical communication, data transmission up to 2.8 Gbaud and CATV applications.

The diode laser, emitting in the 1300 nm transmission window of optical fibres, is mounted in a specifically designed hermetic encapsulation. The CQF62/D is standard-equipped with a photodiode optically coupled to the rear facet of the laser for monitoring the laser diode radiant output power. In order to achieve a case temperature independent performance, a thermoelectric cooler and a temperature sensor are incorporated in the package. A single mode optical fibre pigtail with dimensions 9/125/950 μm is coupled to the front facet of the DFB laser diode.

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm



Pinning

- | | |
|----|--------------------------------|
| 1 | Cooler anode |
| 2 | Not connected |
| 3 | Not connected |
| 4 | Not connected |
| 5 | LD anode, thermistor, case GND |
| 6 | Not connected |
| 7 | PD cathode |
| 8 | PD anode |
| 9 | LD cathode |
| 10 | LD anode, thermistor, case GND |
| 11 | Thermistor |
| 12 | Not connected |
| 13 | Not connected |
| 14 | Cooler cathode |

LASER DIODE

The buried heterojunction InGaAsP DFB laser diode is designed to operate at a radiant output level of typ. 1.5 mW in the fibre, up to high case temperatures (65 °C) and at an emission wavelength of 1300 nm.

All laser diodes have been subjected to a burn-in test.

MAXIMUM RATINGS

$T_{\text{case}} = 25 \text{ °C}$ unless otherwise specified

$R_{\text{thermistor}} = 10 \text{ k}\Omega$

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Laser diode

Reverse voltage	V_R	max.	2.0 V
Radiant output power from pigtail	ϕ_e	max.	3.0 mW
Radiant output power transient ($t_{\text{max}} = 1 \mu\text{s}$)	ϕ_{et}	max.	10 mW
Maximum forward current	I_F	max.	150 mA

Photodiode

Reverse voltage	V_R	max.	15 V
-----------------	-------	------	------

Fibre pigtail

Minimum bending radius	R	min.	35 mm
Tensile strength fibre to case	F	max.	5.0 N

Module

Storage temperature range	T_{stg}	-40 to +70 °C	
Operating temperature range	T_{op}	-10 to +65 °C	

CHARACTERISTICS

$T_{\text{case}} = 25 \text{ °C}$ unless otherwise specified

$R_{\text{thermistor}} = 10 \text{ k}\Omega$

Laser diode

Radiant output power from fibre pigtail	ϕ_e	min. typ.	1.0 mW 1.5 mW
Spontaneous emission from fibre ($I = I_{\text{th}} - 3 \text{ mA}$)	ϕ_s	max.	30 μW
Differential efficiency (see note 1) ($\phi_e = 1.5 \text{ mW}$)	η	min. typ.	0.025 mW/mA 0.030 mW/mA
Threshold current $T_{\text{case}} = 25 \text{ °C}$	I_{th}	typ. max.	25 mA 50 mA
Temperature coefficient of threshold current	$\frac{1 \cdot dI_{\text{th}}}{I_{\text{th}} \cdot dT}$	typ.	2.0 %/K

Kinks up to $\phi_e = 2$ mW			none
Forward voltage drop ($I_F = 30$ mA)	V_F	max.	1.5 V
Thermal resistance junction to baseplate	$R_{th\ j-bp}$	typ.	70 K/W
Central wavelength ($\phi_e = 1.5$ mW)	λ_c	typ.	1300 nm
Side mode suppression ratio	SMSR	min. typ.	25 dB 30 dB
Relative intensity noise (RIN) 30 mA above threshold	RIN	typ.	-140 dB/Hz
Temperature coefficient of central wavelength	$\frac{d\lambda_c}{dT}$	typ.	0.1 nm/K
Rise time, fall time laser diode biased near I_{th}	τ_r, τ_f	max.	0.15 ns
Parasitic sustained oscillations			none
Photodiode			
Dark reverse current $V_R = 10$ V	I_d	typ.	25 nA
Monitor diode current response	I_m	min.	100 μ A/mW
Temperature tracking error (see note 2) photodiode/laser diode	E_r	max.	15 %
Capacitance at $V_R = 10$ V	C_d	typ.	15 pF
Thermistor			
Thermistor resistance value $T_{th} = 25$ °C	R	typ.	10 k Ω
Thermoelectric cooler			
Cooler current at $\Delta T = 40$ °C	I_{cool}	typ. max.	0.6 A 1.0 A
Cooler voltage at $\Delta T = 40$ °C	V_{cool}	typ. max.	1.5 V 2.0 V
Fibre pigtail			
Type			single mode
mode field diameter	ϕ_{mf}	typ.	9.0 μ m
		min.	122 μ m
cladding diameter	ϕ_{clad}	typ.	125 μ m
		max.	128 μ m
Eccentricity of core		max.	1.0 μ m
Primary coating thickness	τ_{pc}	typ.	60 μ m
Secondary coating type			polyamide
diameter	ϕ_{sc}	typ.	950 μ m
Fibre pigtail length	L	typ.	1.0 m

Accompanied information

Each laser diode is accompanied by an individual test sheet, showing:

- central wavelength at $\phi_e = 1.5 \text{ mW}$, $T_{\text{case}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ and $R_{\text{thermistor}} = 10 \text{ k}\Omega$.
- output power from fibre as function of laser diode current at $T_{\text{case}} = -10, 25, 65 \text{ }^\circ\text{C}$.
- monitor-diode current as a function of output power from fibre at $T_{\text{case}} = -10, 25, 65 \text{ }^\circ\text{C}$.

Options: other fibre for pigtail may be accommodated.

Options may be subject to surcharge.

Notes to the characteristics

1. Differential efficiency

$$\eta = \frac{\phi_e(I_L) - \phi_e(I_{\text{th}})}{I_L(\phi_e) - I_{\text{th}}}$$

$$\phi_e(I_L) = 1.5 \text{ mW.}$$

2. Tracking error

The tracking error is the variation of ϕ_e from the reference point ($T_{\text{case}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $\phi_e = 1 \text{ mW}$), where I_m is adjusted to I_{m0} when T_{case} is changed.

Temperature range = $-10 < T_{\text{case}} < 65 \text{ }^\circ\text{C}$.

The internal thermistor controls the thermoelectric cooler current in such a way that the laser chip remains at a constant temperature ($R_{\text{thermistor}} = 10 \text{ k}\Omega$).

$$\text{Tracking error} = \left| \frac{\phi_e(T_{\text{case}}) - \phi_e(25)}{\phi_e(25)} \right| \times 100\%$$

I_{m0} = monitor current at $T_{\text{case}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $R_{\text{thermistor}} = 10 \text{ k}\Omega$ and $\phi_e = 1.0 \text{ mW}$.

**Fiche technique de la photodiode PIN PHILIPS
CPF31/D**

105LB.01

CPF31/D

InGaAs PIN photodiode

Features

- High responsivity
- High bandwidth
- High reliability

Applications

- Fibre optics at 1.3 and 1.5 μm wavelengths
- High bit rate optical communications systems

Description

The CPF31/D is an InGaAs planar small area PIN photodiode. The device is designed for use in high bit rate optic transmissions systems over long distances in the wavelength bands of 1310 and 1550 nm. It has a bandwidth of 1.5 GHz.

The photodiode is mounted in a hermetically sealed flat window, TO-18 encapsulation. The diameter of its sensitive area is 80 μm .

WARNING

The photodiode is extremely sensitive to electrostatic discharges. The anode and cathode must therefore always be shorted when the device is disconnected.



Quick reference data

$T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{R}} = 5\text{V}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ.	Max.	Unit
V_{R}	reverse voltage		-	20	V
I_{RD}	dark reverse current		-	5	nA
R	responsivity	$\lambda = 1300\text{ nm}$	0.90	-	AW
		$\lambda = 1550\text{ nm}$	0.95	-	AW

Ordering information

Type number	12NC	Small pack QTY (SPQ)	Pack QTY (PQ)
CPF31/D	9339 899 10114	1	1
CPF31/D	9339 899 10112	5	20

Philips Optoelectronics Centre

PO BOX 80 000 Tel. +31 40 743038
 5600 JA Eindhoven Fax. +31 40 743859
 The Netherlands

CPF31/D
InGaAs PIN photodiode

Mechanical data
Dimensions in mm

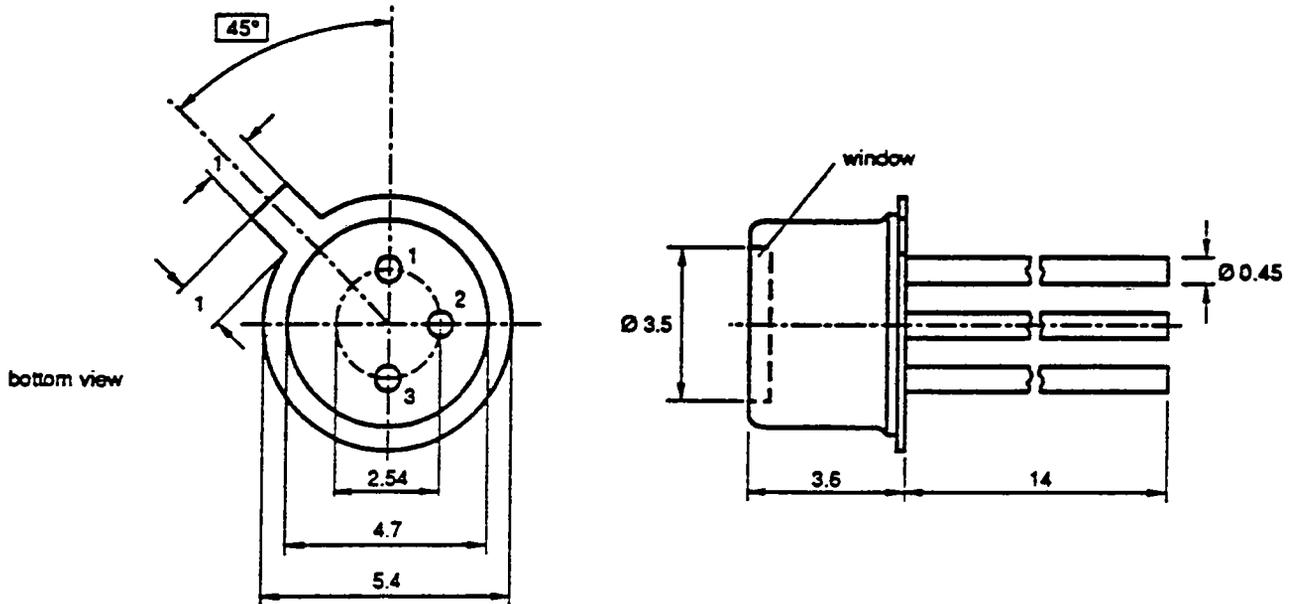


Fig.1. CPF31/D, TO-18 package.

Pinning

Pin	Description
1	anode
2	cathode
3	case

CPF31/D

InGaAs PIN photodiode

Limiting values

In accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134). $T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$.

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Unit
V_R	reverse voltage	-	20	V
I_R	reverse current	-	1	mA
I_F	forward current	-	20	mA
T_{OP}	operating temperature range (T_{case})	-20	+85	$^{\circ}\text{C}$
T_{STG}	storage temperature range (T_{amb})	-40	+100	$^{\circ}\text{C}$

Characteristics

$T_{\text{case}} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_R = 5\text{ V}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{RD}	dark reverse current		-	0.5	5	nA
		$T_{\text{amb}} = 65^{\circ}\text{C}$	-	-	50	nA
V_{BR}	breakdown voltage	$I_{\text{RD}} = 1\ \mu\text{A}$	25	30	-	V
R	responsivity	$\lambda = 1300\ \text{nm}$	0.80	0.90	-	A/W
		$\lambda = 1550\ \text{nm}$	0.85	0.95	-	A/W
C	capacitance	$f = 1\ \text{MHz}$	-	0.85	1.2	pF
t_r	rise time	$R_L = 50\ \Omega$	-	-	0.3	ns
t_f	fall time	$R_L = 50\ \Omega$	-	-	0.3	ns
B	bandwidth	$R_L = 50\ \Omega$, -3 dB	1.5	2	-	GHz

CPF31/D
InGaAs PIN photodiode

Typical characteristics

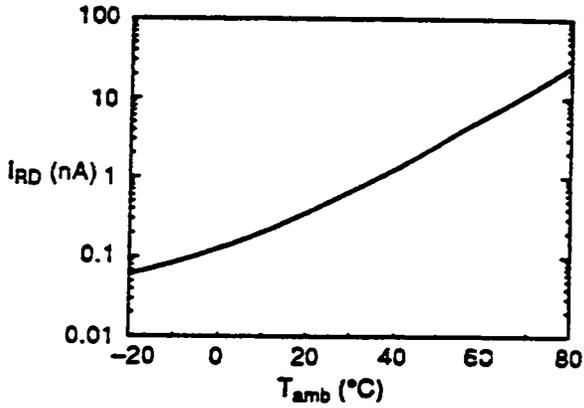


Fig. 2 Dark reverse current as a function of ambient temperature; $V_R = 5$ V.

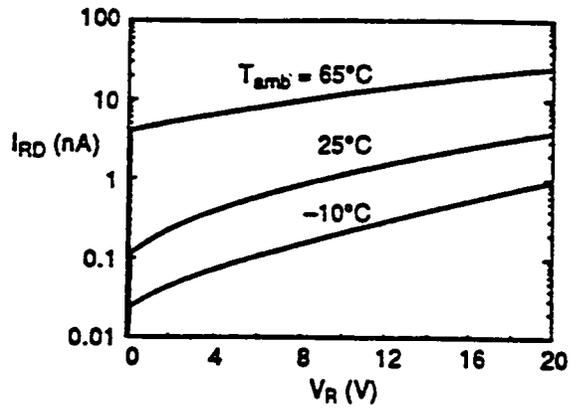


Fig. 3 Dark reverse current as a function of reverse voltage.

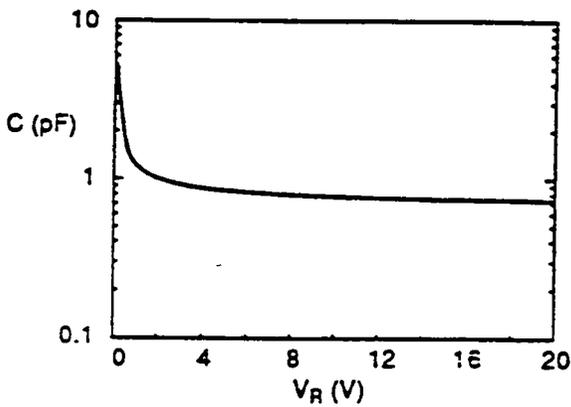


Fig. 4 Capacitance as a function of reverse voltage.

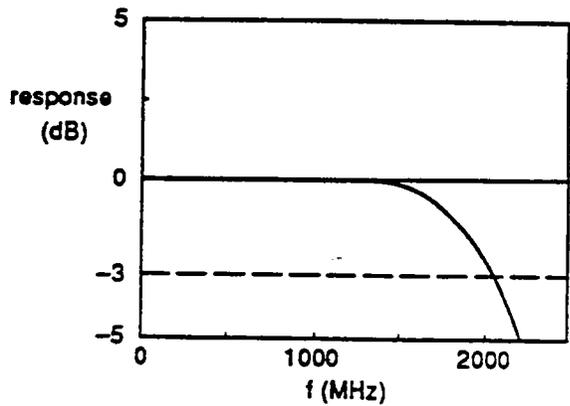


Fig. 5 Bandwidth; $V_R = 5$ V.

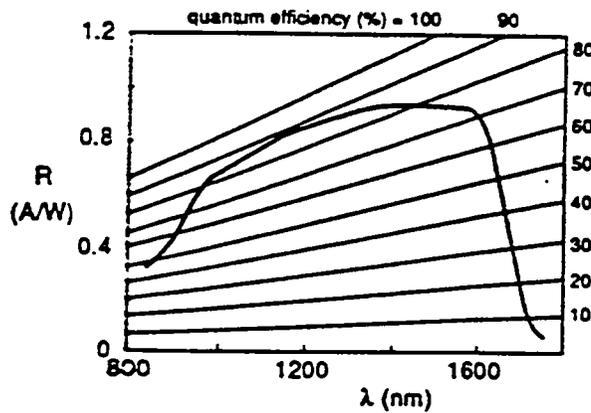


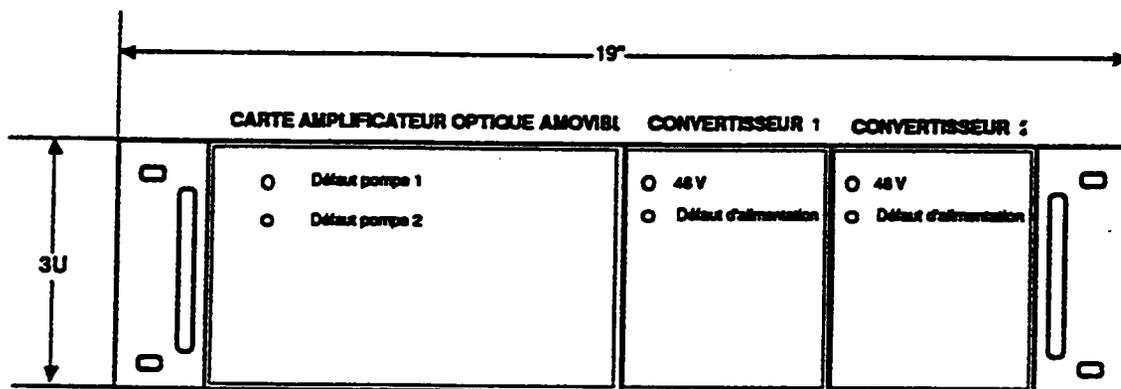
Fig. 6 Spectral response.

Annexe 3

Documentation technique de l'amplificateur optique THOMLITE FA de THOMSON BROAD-BAND SYSTEM

THOMLITE FA

Amplificateur optique
Version à simple pompe Réf : SP/AM
Version à double pompe Réf : DP/AM

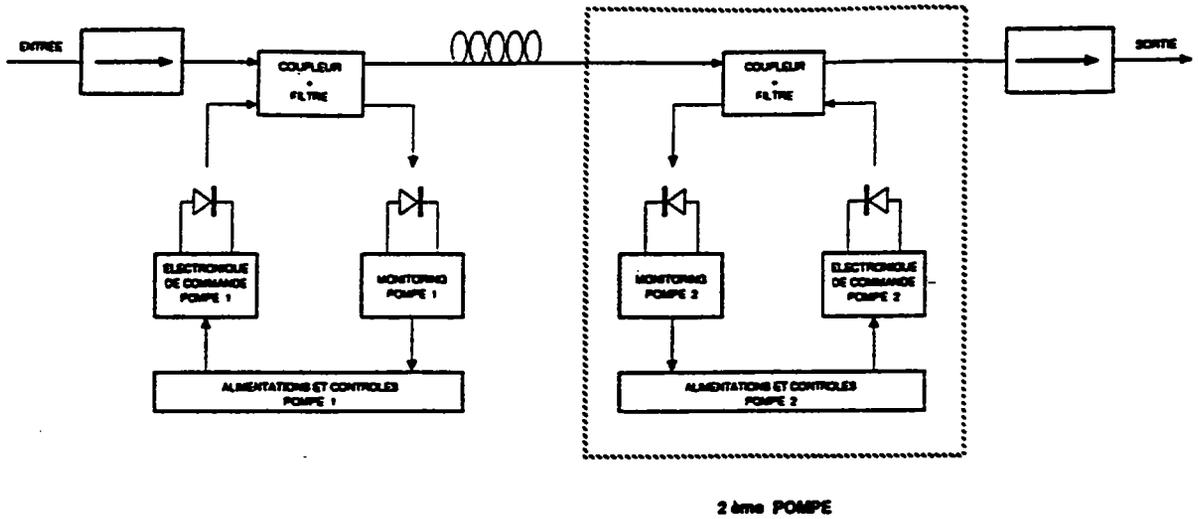


1- PRESENTATION GENERALE

L'amplificateur optique THOMLITE FA-SP/DP est basé sur l'utilisation d'une fibre dopée à l'Erbium pompée par une ou deux diodes à 980 nm (versions simple pompe ou double pompe).

Caractérisé par son faible bruit et son très faible niveau d'intermodulation, il permet, associé à un émetteur optique MABLR à DFB 1550nm ou au système THOMLITE AM-HP-EM à modulateur externe, ou éventuellement à une source optique délivrant des signaux numériques, des liaisons de très grandes distances (>50 km).

2 - SYNOPTIQUE FONCTIONNEL



3 - SPECIFICATIONS TECHNIQUES

performances optiques

facteur de bruit

- Typique : 4dB
- Minimale : 4,5dB

P_{opt} sortie amplificateur SP/AM-Typique : 13dBm

P_{opt} sortie amplificateur DP/AM-Typique : 15dBm

(pour P_{opt} entrée de 0dBm) - Hors connectique

Intermodulations

SOC ≥ 85 dB

BTC ≥ 85 dB

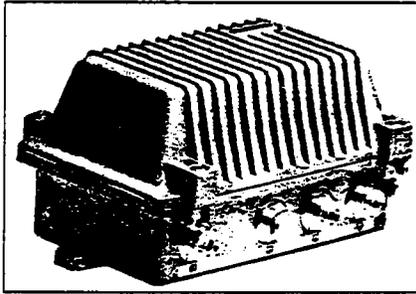
Annexe 4

**Fiche technique de l'amplificateur Portenseigne
PM5545331**

PRESENTATION

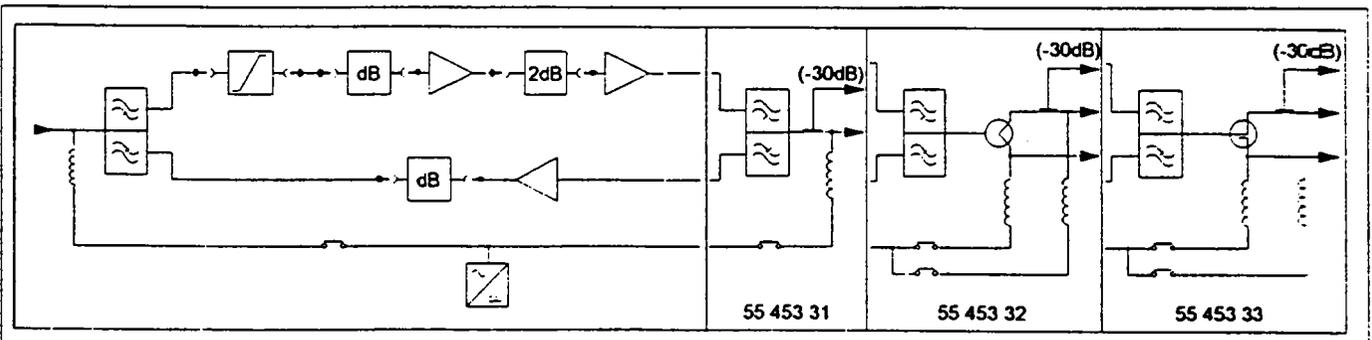
- Amplificateur large bande 47 - 862 MHz
- Adapté aux longues cascades sans dégradation significative de la qualité
- Facilité d'installation et de maintenance

Des modules d'égalisation 47 - 862 MHz peuvent être placés dans l'amplificateur pour améliorer la réponse amplitude-fréquence d'une longue cascade.



CARACTERISTIQUES GENERALES	
Gamme de température	- 30° C à + 60° C
Garantie des spéc.	- 10° C à + 50° C
Téléalimentation	par le câble. AC ou DC de 29 à 50 V
Consommation	9 W. max.
Courant de passage	6 Ampères
Impédance	75 Ohms
CARACTERISTIQUES MECANIQUES	
Boîtier	Alliage aluminium
Dimensions	220 x 172 x 108 mm
Connecteurs	IEC 3,5/12
Protection	Prise test type E
Poids	IP 557 2.2 kg
ACCESSOIRES	
• Modules atténuateurs (voie directe et voie de retour)	63 432 00 0 dB
	63 432 01 1 dB
	63 432 18 18 dB
• Modules égalisateurs (voie directe)	61 432 00 0 dB
	61 453 02 2 dB
	61 453 24 24 dB
• Egalisateur 47 MHz	61453 51
• Egalisateur 862 MHz	61453 50
NOTA : Module inter-étages - équipé d'un atténuateur 2 dB - réf. 63 432 02 - à remplacer éventuellement par un égalisateur 47 ou 862 MHz	

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (mesurées avec modules atténuateurs et égalisateurs 0dB)			
Références	55 453 31	55 453 32	55 453 33
Configuration	1 sortie	2 sorties =	2 sorties =
Prise test	- 30 dB		
Voie directe			
Bande de fréquences	47 - 862 MHz		
Gain moyen	23 dB	2 x 19	S1 = 22 s2 = 12
Ondulation	≤ 1.5 dB c. à c.		
Niveau de sortie (dBμV) pour :			
• 52 dB IM3 (3 fréq. eg.)	≥ 116 117.5 typ.	≥ 112 114 typ.	1) ≥ 115 / 116.5 typ. 2) ≥ 115 / 116.5 typ.
• 60 dB IM2	≥ 110 112.5 typ.	≥ 116 108.5 typ.	1) ≥ 109 / 111.5 typ. 2) ≥ 99 / 107.5 typ.
Facteur de bruit	≤ 8 dB / 8 typ.		
Adaptation	Entrée	≥ 14 dB	
	Sortie	≥ 12 dB	
Réglage de gain par module atténuateur enfich.	de 0 à 18 dB au pas de 1 dB		
Egalisation de la pente par module égalisateur enfich.	de 0 à 24 dB au pas de 2 dB entre 47 et 862 MHz		
Voie de retour			
Bande de fréquences	10 - 30 MHz		
Gain maximum	16 dB	12 dB	S1 = 15 S2 = 5
Niveau de sortie (dBμV) pour :			
- 52 dB IM3 (3 fréq. eg.)	≥ 96		
- 60 dB IM2	≥ 88		
Facteur de bruit (dB)	≤ 11	≤ 15	S1 ≤ 12 S2 ≤ 22
Adaptation Entrée - Sortie	≥ 19 dB		
Réglage de gain par module atténuateur enfich.	de 0 à 18 dB au pas de 1 dB		
Egalisation	réglage continu de 0 à 2.5 dB		

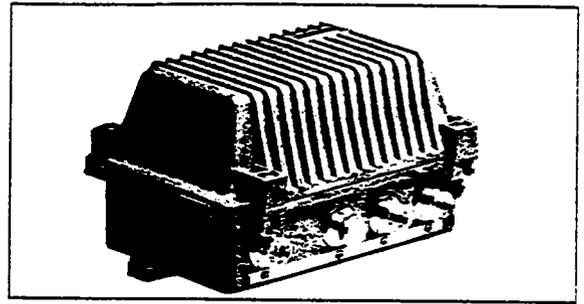


Annexe 5

**Fiche technique de l'amplificateur Portenseigne
PM5545341**

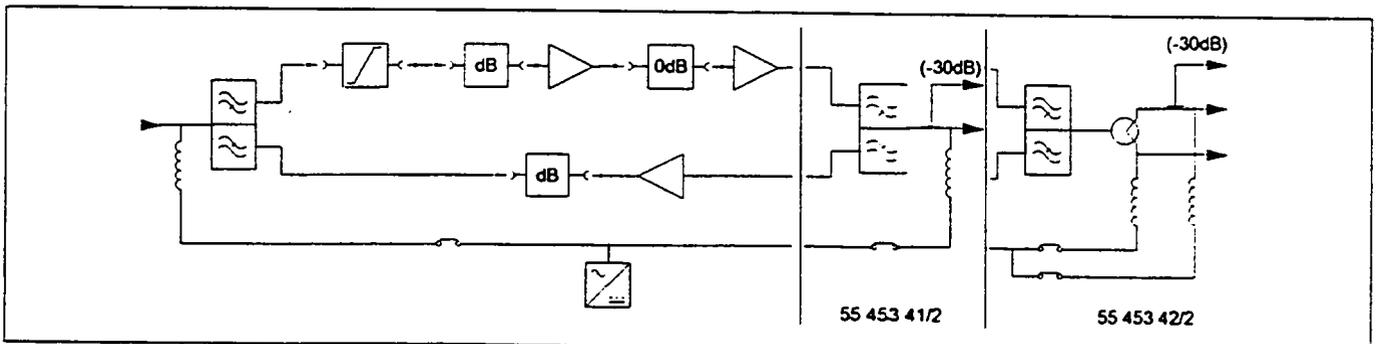
PRESENTATION

- Amplificateur large bande 47 - 862 MHz
- Optimisé pour la distribution à un grand nombre d'utilisateurs
- Mise en service rapide et maintenance facilitée.



CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (mesurées avec modules atténuateurs et égalisateurs 0 dB)		
REFERENCE	55 453 41/2	55 453 42/2
Configuration	1 sortie	2 sorties =
Prise test	- 30 dB	
VOIE DIRECTE		
Bande de fréquences	47 - 862 MHz	
Gain moyen	31 dB	2 x 27
Ondulation	≤ 1,5 dB c. à c.	
Niveau de sortie (dBμV) pour :		
• 52 dB IM3 (3 fréq. eg.)	≥ 116 117.5 typ.	≥ 112 114 typ.
• 60 dB IM2	≥ 110 115 typ.	≥ 106 111 typ.
Facteur de bruit	≤ 8 dB	
Adaptation	Entrée	Sortie
	≥ 14 dB	≥ 12 dB
Réglage de gain par module atténuateur enfichable	de 0 à 18 dB au pas de 1 dB	
Egalisation de la pente par module égalisateur enfichable	de 0 à 24 dB au pas de 2 dB de pente de 47 à 862 MHz	
VOIE DE RETOUR		
Bande de fréquences	10 - 30 MHz	
Gain maximum	16 dB	12 dB
Facteur de bruit	≤ 11 dB	≤ 15 dB
Adaptation Entrée et Sortie	≥ 19 dB	
Niveau de sortie (dBμV) pour :		
- 52 dB IM3 (3 fréq. eg.)	≥ 96	
- 60 dB IM2	≥ 88	
Réglage de gain par module atténuateur enfichable (placé en aval de l'amplificateur de voie de retour)	de 0 à 18 dB au pas de 1 dB	
Egalisation (réglage continu)	de 0 à 2.5 dB	

CARACTERISTIQUES GENERALES	
Gamme de température	- 30° C à + 60° C
Garantie des spéc.	- 10° C à + 50° C
Téléalimentation	par le câble. AC ou DC de 29 à 50 V
Consommation	12 W. max.
Courant de passage	6 Ampères max.
Impédance	75 Ohms
CARACTERISTIQUES MECANIQUES	
Boîtier	Alliage aluminium
Dimensions	220 x 108 x 172 mm
Connecteurs	IEC 3.5/12
Protection	Prise test type E
Poids	IP 557 2.2 kg
ACCESSOIRES	
• Modules atténuateurs (voie directe et voie de retour)	63 432 00 0 dB 63 432 01 1 dB 63 432 18 18 dB
• Modules égalisateurs (voie directe)	61 432 00 0 dB 61 453 02 2 dB 61 453 24 24 dB



Annexe 6

Fiche technique de l'amplificateur hybride PHILIPS BGX 885

CATV AMPLIFIER MODULE

Hybrid amplifier module for application in CATV/MATV amplifier systems operating at frequencies from 40 MHz up to 860 MHz.

Features:

- excellent linearity
- extremely low noise
- optimum reliability ensured by TiPtAu metallized crystals, silicon nitride glass barrier and rugged construction

QUICK REFERENCE DATA

Frequency range	f	40 to 860 MHz
Source impedance and load impedance	$Z_S = Z_L$	75 Ω
Power gain at f = 50 MHz	G_p	17 ± 0.5 dB
Slope cable equivalent f = 40 MHz to 860 MHz	SL	0.2 to 1.2 dB
Flatness of frequency response f = 40 MHz to 860 MHz	FL	max. ± 0.5 dB
Return losses at input and output f = 40 MHz (decrease 1.5 dB/octave)	S_{11-22}	min. 20 dB
Output voltage at $d_{im} = 60$ dB (DIN 45004, par. 6.3: 3-tone) f _(p+q-r) = 339.25 MHz f _(p+q-r) = 849.25 MHz	V_o	min. 61 dBmV min. 60 dBmV
2nd order distortion f _(p+q) = 750 MHz	d_2	max. -53 dB
Noise figures f = 350 MHz f = 860 MHz	F	max. 7.5 dB max. 8.0 dB
DC supply voltage (note 1)	+ V_B	= 24 V
Total DC current consumption $V_B = + 24$ V	I_{tot}	typ. 240 mA
Operating case temperature	T_c	-20 to 100 °C

MECHANICAL DATA

SOT-115 (see Fig. 1).

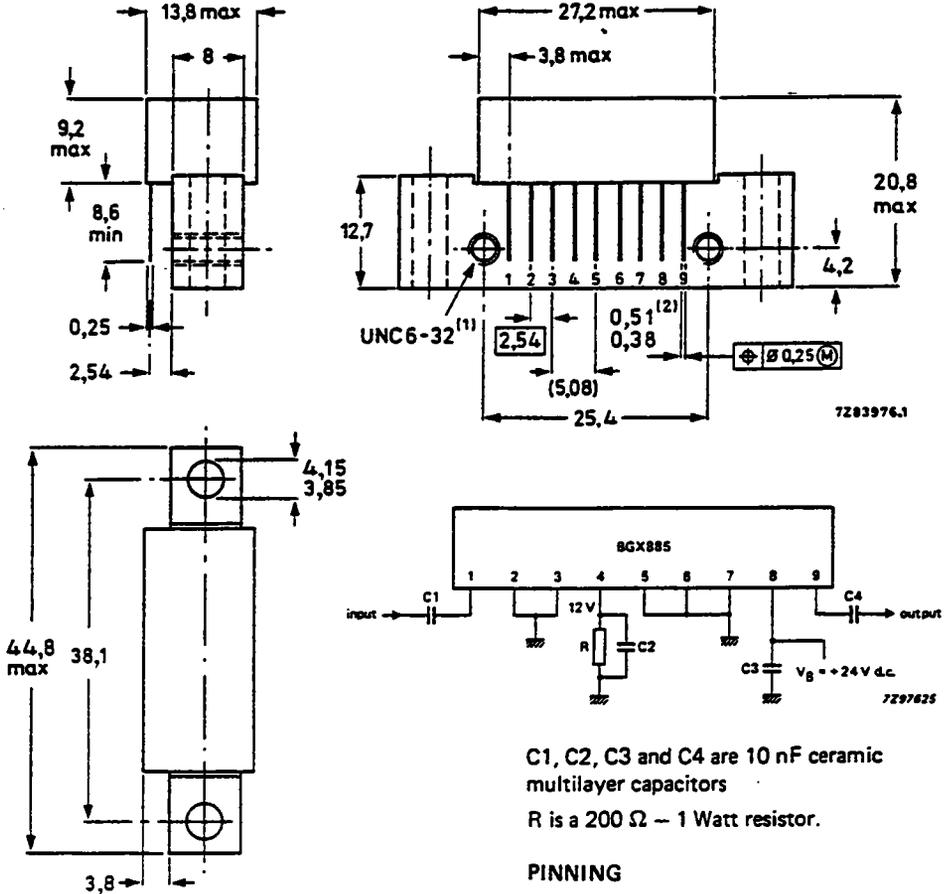
Note

1. The module normally operates at $V_B = 24$ V, but is able to withstand incidental supply transients up to 30 V.

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOT-115.



(1) Screw 6-32UNC-2A available upon request.

See "Mounting and Soldering Recommendations".

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

RF input voltage	V_i	max.	60 dBmV
Storage temperature	T_{stg}	-40 to + 100 °C	
Operating case temperature	T_c	-20 to + 100 °C	

CAUTION

Pins 1 and 9 carry DC voltages.

CHARACTERISTICS

Supply voltage $V_B = +24\text{ V}$; $Z_S = Z_L = 75\ \Omega$; $T_c = 30\ ^\circ\text{C}$

Power gain at $f = 50\text{ MHz}$

G_p $17 \pm 0.5\text{ dB}$

Slope cable equivalent

$f = 40\text{ MHz to }860\text{ MHz}$

SL $0.2\text{ to }1.2\text{ dB}$

Flatness of frequency response

$f = 40\text{ MHz to }860\text{ MHz}$

FL max. $\pm 0.5\text{ dB}$

Return losses at input and output

$Z_S = Z_L = 75\ \Omega$

$f = 40\text{ MHz}$

Decrease per octave (note 1)

S_{11-22} min. 20 dB
 1.5 dB

Voltage output at $d_{im} = -60\text{ dB}$

(DIN 45004B, par. 6.3: 3-tone)

$V_p = V_o$; $f_p = 341.25\text{ MHz}$

$V_q = V_p - 6\text{ dB}$; $f_q = 348.25\text{ MHz}$

$V_r = V_p - 6\text{ dB}$; $f_r = 350.25\text{ MHz}$

Measured at $f_{(p+q-r)} = 339.25\text{ MHz}$

V_o min. 61 dBmV

$V_p = V_o$; $f_p = 851.25\text{ MHz}$

$V_q = V_p - 6\text{ dB}$; $f_q = 858.25\text{ MHz}$

$V_r = V_p - 6\text{ dB}$; $f_r = 860.25\text{ MHz}$

Measured at $f_{(p+q-r)} = 849.25\text{ MHz}$

V_o min. 60 dBmV

Second harmonic distortion

$V_p = 59\text{ dBmV}$ at $f_p = 350\text{ MHz}$

$V_q = 59\text{ dBmV}$ at $f_q = 400\text{ MHz}$

Measured at $f_{(p+q)} = 750\text{ MHz}$

d_2 max. -53 dB

Noise figures

$f = 350\text{ MHz}$

$f = 860\text{ MHz}$

F max. 7.5 dB
max. 8.0 dB

Total DC current consumption

I_{tot} typ. 220 mA
max. 240 mA

Notes

1. S_{11-22} has a minimum of 10 dB at f between 800 MHz and 860 MHz .

Bibliographie

- [BAU57] R.F. BAUM. "The Correlation Function of Smoothly Limited Gaussian Noise". *IRE Trans. on Information Theory*, Vol. IT-3, September 1957.
- [BBC68] BBC. "Subjective Assessment of Multiple Co-Channel Television Interference". Rapport Technique RA-26, BBC, 1968.
- [BED71] E. BEDROSIAN and S.O. RICE. "The Output Properties of Volterra Systems (Nonlinear Systems with Memory) Driven by Harmonic and Gaussian Inputs". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 59(No. 12), December 1971.
- [BEL70] Laboratoires BELL. "Transmission Systems for Communications". Member of Technical Staff, 4th ed. Bell Laboratories, February 1970.
- [BER70] A.L. BERMAN and MAHLE C.E. "Nonlinear Phase Shift in Travelling-Wave Tubes as Applied to Multiple Access Communications Satellites". *IEEE Trans. Commun. Tech.*, Vol. COM-18, February 1970.
- [BOU75] C. BOUVILLE. "Analyse des Non-linéarités dans les Amplificateurs en Hautes-Fréquences". Rapport Technique No. 28, C.C.E.T.T. (Centre Commun d'Etudes en Télédiffusion et Télécommunication), 4, rue du Clos-Courtel BP 59 35512, 1975.
- [BOU77] C. BOUVILLE. "*Analyse des Réseaux Faiblement Non-linéaires par les Développements en Séries de Volterra - Application au Calcul des Distorsions Produites par un Quadripôle Comportant des Transistors Bipolaires*". Thèse de Doctorat, Université de Rennes, U.E.R. Structure et Propriétés de la Matière, Mai 1977.

- [BOU78] C. BOUVILLE et J.L. DUBOIS. "Analyse des Réseaux Faiblement Non-lineaires par les Développements en Séries de Volterra - Applications aux Montages à Transistors Bipolaires". *Annales des Télécommunications*, Vol. 33(No. 7-8), 1978.
- [BUS74] J.J. BUSSGANG, L. EHRMAN and J.W. GRAHAM. "Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 62(No. 8), August 1974.
- [CHA64] R.C. CHAPMAN, MILLARD Jr. and J.B. "Intelligible Crosstalk Between Frequency Modulated Carriers Through AM-PM Conversion". *IEEE Trans. Commun. Syst.*, Vol. CS-12, June 1964.
- [CHA75] K.Y. CHANG. "Intermodulation Noise and Products Due to Frequency-Dependent Nonlinearities in CATV Systems". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-23(No. 1), January 1975.
- [DUP91] P. DUPUIS et A. BERTRAND. "Architecture et Technologies des Réseaux Câblés". Rapport technique, Agence Câble, Service juridique et technique de l'information - Ministère de la Communication 69, rue de Varenne 75007 Paris, 1991.
- [EVA93] J.P. EVAIN, P.Y. JEZEQUEL, M. KHAMASSI and P. LOUIN. "Description of an "Enhanced Three Generators Method" for the Determination of a Non-Linear System's Volterra Kernels". In *Conf. Rec. Montreux 93*, Montreux, June 1993.
- [FER79] C. FERNANDEZ et F. DESROSIERS. "Utilisation des Séries de Volterra pour l'Analyse des Quadripôles Non-linéaires". Rapport Technique No. NT/TCF/EFT/590, C.N.E.T. (Centre National d'Etudes des Télécommunications), 38-44, rue du du Général Leclerc 92131 Issy-les-Moulineaux-France, 1979.
- [FLA63] R.H. FLAKE. "Volterra Series Representation of Nonlinear Systems". *AIEE Transactions*, Vol. 81(Part II), January 1963.
- [GAY76] H. GAYRAUD. "Télédistribution et Systèmes Câblés de Télévision". Support de cours de l'Ecole Supérieure des Télécommunications de Paris, 1976.

- [IMB73] E. IMBOLDI and STETTE G.R. "AM-PM Conversion and Intermodulation in Nonlinear Devices". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 61, June 1973.
- [ITU90a] ITU. "Method for the Subjective Assessment of the Quality of Television Pictures". Recommendations 500 of the CCIR - Broadcasting Service (Television), Vol. XI - Part 1, 1990.
- [ITU90b] ITU. "Radio-Frequency Protection Ratios for AM Vestigial Sideband Television Systems". Recommendations 655 of the CCIR - Broadcasting Service (Television), Vol. XI - Part 1, 1990.
- [JOS92] R.E. JOSHI, J.C. ARNBAK and R. PRASAD. "A Method for Intermodulation Noise Calculations in a Cable Television Network with HD-MAC, PAL and FM Radio Signals". *IEEE Trans. on Broadcasting*, Vol. 38(No. 3), September 1992.
- [KAR89a] G. KARAM. "*Analyse et Compensation des Distorsions Non-linéaires dans les Faisceaux Hertiens Numériques*". Thèse de Doctorat, Ecole Supérieure des Télécommunications de Paris, 1989.
- [KAR89b] G. KARAM and H. SARI. "Analysis of Predistorsion, Equalization, and ISI Cancellation Techniques in Digital Radio Systems with Non-linear Transmit Amplifiers". *IEEE Trans. on Communications*, Vol. COM-37(No. 12), December 1989.
- [KAR91] G. KARAM and H. SARI. "Generalized Data Predistorsion Using Intersymbol Interpolation". *Philips Journal Research*, Vol. 46(No. 1), December 1991.
- [KOC71] R.W. KOCH. "Random signal Method of Nonlinear Amplitude Distorsion Measurement". *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-20(No. 2), May 1971.
- [KU 66] Y.H. KU and A.A. WOLF. "Volterra-Wiener Functionals for the Analysis of Nonlinear Systems". *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 281(No. 1), January 1966.

- [KUO73] Y. KUO. "Noise Loading Analysis of a Memoryless Nonlinearity Characterised by a Taylor Serie of Finite Order". *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-22(No. 3), Spectember 1973.
- [LAI56] J.P. LAICO, McDOWELL H.L. and MOSTER C.R. "A Medium Power Travelling-Wave Tube for 6000-Mc Radio Relay". *The Bell System Technical Journal*, Vol. 35, November 1956.
- [LEO78] B.J. LEON and D.J. SCHAEFER. "Volterra Series and Picard Iteration for Nonlinear Circuits and Systems". *IEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS-25, September 1978.
- [MAU68] R.E. MAURER and S. NARAYANAN. "Noise Loading Analysis of a Third-Order Nonlinear System with Memory". *IEEE Trans. on Communication Technology*, Vol. COM-16(No. 5), October 1968.
- [MIN80] R.A. MINASIAN. "Intermodulation distorsion Analysis of MESFET Amplifiers Using Volterra Series Representation". *IEEE Trans. on Microwave Theory an Techniques*, Vol. MTT-28(No. 1), January 1980.
- [MIR69] S. MIRCEA and H. SINNREICH. "Distorsion Noise in Frequency-Dependent Nonlinear Networks". *Proceedings of the IEE*, Vol. 116(No. 10), October 1969.
- [NAR67] S. NARAYANAN. "Transistor Distorsion Analysis Using Volterra Series Representation". *The Bell System Technical Journal*, May-June 1967.
- [NAR69] S. NARAYANAN. "Intermodulation Distorsion of Cascaded Transistors". *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-4, June 1969.
- [NAR70] S. NARAYANAN. "Application of Volterra Series to Intermodulation Distorsion Analysis of Transistor Feedback Amplifiers". *IEE Trans. on Circuits Theory*, Vol. CT-17, November 1970.
- [PAC87] D. PACE. "Architecture des Réseaux de Distribution de Télévision à Câbles Coaxiaux". Rapport Technique No. 1, C.C.E.T.T. (Centre Commun d'Etudes en Télédiffusion et Télécommnication), 4, rue du Clos-Courtrel BP 59 35512 Cesson-Sévigné-France, 1987.

- [PRI58] R. PRICE. "A Useful Theorem for Nonlinear Devices Having Gaussian Inputs". *IRE Trans. on Information Theory*, Vol. IT-4(No. 3), June 1958.
- [RAB75] L.R. RABINER and GOLD B. "*Theory and Application of Digital Signal Processing*". Prentice-Hall, 1975.
- [RAP91] C. RAPP. "Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM Signal for a Digital Sound Broadcasting System". In *Conf. Rec. ECSC'91*, Luettich, October 1991.
- [RIC44] S.O. RICE. "Mathematical Analysis of Random Noise". *The Bell System Technical Journal*, Vol. 23, July 1944.
- [SAL81] A.A.M. SALEH. "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers". *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. COM-29, November 1981.
- [SHI71] O. SHIMBO. "Effects of Intermodulation, AM-PM Conversion, and Additive Noise in Multicarrier TWT Systems". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 59, February 1971.
- [SIM70] K.A. SIMONS. "The Decibel Relationship Between Amplifier Distorsion Products". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 58, No. 7, July 1970.
- [SUN65] E.D. SUNDE. "Intermodulation Distorsion in Multicarrier FM Systems". In *IEEE Int. Conf. Rec.*, volume Vol. 13, 1965.
- [SUN69] E.D. SUNDE. "*Communication System Engineering Theory*". John Wiley, New-York, 1969.
- [UTE92] UTE. "U.T.E. C 90-125 Matériel électronique et de télécommunications - Antennes individuelles ou collectives pour le réception de la radiodiffusion - Règles". Norme éditée par l'Union Technique de l'Electricité, 1992.
- [VOL30] V. VOLTERRA. "*Theory of Functionals and of Integral and Integro-Differential Equations*". Blackie and Sons, Ltd., London, 1930.

- [WIE42] M.C. WIENER. "Response of a Nonlinear Device to Noise". Rapport Technique No. 129 (V-16), M.I.T., Radiation Laboratory, Cambridge, Mass., 1942.
- [WIE58] N. WIENER. *"Response of a Nonlinear Device to Noise"*. M.I.T. Press, Cambridge, Mass., 1958.
- [YAQ82] R. YAQUINE. *"Etude des Non-linéarités dans les Amplificateurs Hyperfréquences à Transistor à Effet de Champ en Régime Faible et Moyenne Puissance"*. Thèse de Doctorat, Université de Lille, Février 1982.

Modélisation des distorsions non-linéaires générées par les amplificateurs de télédistribution par câble. Etude de dispositifs de compensation.

- Résumé -

Ce document présente différents modèles mathématiques permettant de caractériser le comportement non-linéaire des amplificateurs utilisés dans les réseaux de télédistribution par câble. Ces modèles sont; le modèle de Volterra, le modèle de Price et un ensemble de trois modèles d'approximation de la caractéristique de transfert en amplitude de amplificateur. Une étude comparative de la validité de ces modèles est réalisée à partir de mesures non-linéaires effectuées sur trois amplificateurs différents ainsi que pour une cascade de trois amplificateurs du même type. Une annexe privée propose une stratégie de compensation des distorsions générées par une cascade d'amplificateurs.

- Mots-clés -

Réseau câblé - Amplificateurs - Non-Linéarité - Distorsions - Volterra - Price
Fonction de Transfert - Lissage

- Abstract -

This document presents some mathematical models which allow us to observe the non-linear distortions created by CATV networks amplifiers. These models are: the Volterra model, the Price model and three models that use an approximation of the amplifier's transfert function. A compative study is made to determine which model is the most accurate. For this study, non-linear measurements made with three types of amplifier are used. Another part of this study is realized with a cascade of three identical amplifiers. A private appendix proposes solutions to reduce the non-linear distortions generated by a cascade of amplifiers.

- Keywords -

CATV Networks - Amplifiers - Non-Linear Distorsions - Volterra - Price
Transfert Function - Fitting