

UNIVERSITÉ LAVAL,
Faculté des Sciences et de Génie,
Département de Génie Électrique,
LABORATOIRE de TĒLĒCOMMUNICATIONS.

Rapport final

ETUDE DE L'UTILISATION DU CANAL RESERVE AUX COMMUNICATIONS
SECONDAIRES (EMCS-SCMO) DANS UN SYSTEME A MODULATION
DE FREQUENCES ET DE SON AFFECTION A DES FINS
AUTRES QUE PRESENTES

par

Denis Angers, Gilles Y. Delisle, Magella Bouchard

pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous

Contrat OSU80-00162 du Ministère
des Approvisionnements et Services
Période du 21 Août 1980 au 31 Mars 1981

Juillet 1981

Rapport n° LT-81-8277

QUEEN
P
91
.C655
A54314
1981

Queen
P
91
C655
A5144
1981

UNIVERSITÉ LAVAL,
Faculté des Sciences et de Génie,
Département de Génie Électrique,
LABORATOIRE de TÉLÉCOMMUNICATIONS.

Rapport final

ETUDE DE L'UTILISATION DU CANAL RÉSERVÉ AUX COMMUNICATIONS
SECONDAIRES (EMCS-SCM) DANS UN SYSTÈME À MODULATION
DE FRÉQUENCES ET DE SON AFFECTATION À DES FINS
AUTRES QUE PRÉSENTES

Industry Canada
Library Queen

JUL 17 1998

Industrie Canada
Bibliothèque Queen

Denis Angers, Étienne Desjardins, Magella Bouchard

pour
Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous
Contrat OSUS-00162 du Ministère
des Approvisionnements et Services
Période du 21 Août 1980 au 31 Mars 1981

Juillet 1981
Rapport n° LI-81-2317

COMMUNICATIONS CANADA

SEP 4 1981

LIBRARY - BIBLIOTHÈQUE

UNIVERSITÉ LAVAL,
Faculté des Sciences et de Génie,
Département de Génie Électrique,
LABORATOIRE de TÉLÉCOMMUNICATIONS.

Rapport final

ETUDE DE L'UTILISATION DU CANAL RESERVE AUX COMMUNICATIONS
SECONDAIRES (EMCS-SCMO) DANS UN SYSTEME A MODULATION
DE FREQUENCES ET DE SON AFFECTIION A DES FINS
AUTRES QUE PRESENTES

par

Denis Angers, Gilles Y. Delisle, Magella Bouchard

pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous

Contrat OSU80-00162 du Ministère
des Approvisionnementnements et Services

Période du 21 Août 1980 au 31 Mars 1981

Juillet 1981

Rapport n° LT-81-8277

P
91
CG55
A534F
1981

DD4571192

DL4571232

RAPPORT FINAL

②
ETUDE DE L'UTILISATION DU CANAL RESERVE AUX COMMUNICATIONS
SECONDAIRES (EMCS-SCMO) DANS UN SYSTEME A MODULATION
DE FREQUENCES ET DE SON AFFECTON A DES FINS
AUTRES QUE PRESENTES 2

Par : Dr Denis Angers, Chercheur principal
Dr Gilles Y. Deliste, Collaborateur
M. Magella Bouchard, Ingénieur

Laboratoire de Télécommunications
Département de Génie Electrique
Université Laval, Québec, Canada G1K 7P4

Pour : Ministère des Communications, Ottawa

Contrat OSU80-00162 du Ministère
des Approvisionnements et Services

Durée : 21 août 1980 au 31 mars 1981

Juillet 1981

, Rapport n° LT-81-8277

Table des Matières

Chapitre 1	INTRODUCTION	1
1.1	Présentation générale de l'étude	1
1.2	Le contexte	1
1.3	Remerciements	1
1.4	Plan du rapport	2
Chapitre 2	CONSIDERATIONS GENERALES SUR LA SATURATION DES VOIES DE COMMUNICATIONS EN RADIODIFFUSION MF AU CANADA ET LE RECOURS A L'EMCS	3
2.1	Description du problème de saturation dans l'allocation des fréquences	3
2.2	Solutions envisagées et non retenues	4
2.3	L'exploitation multiplex des communications secondaires	5
2.3.1	Introduction	5
2.3.2	Définition de l'EMCS	6
2.3.3	Normes régissant l'exploitation des communications secondaires	8
2.3.4	Portrait de l'utilisation de l'EMCS au Canada	9
2.3.5	Portrait de l'utilisation de l'EMCS aux Etats-Unis	12
2.4	Conclusions	14
Chapitre 3	PROBLEMES RELIES A L'UTILISATION DU EMCS	15
3.1	Introduction	15
3.2	Le bruit d'intermodulation dans un système MF	15
3.2.1	Méthodes de mesure du bruit d'intermodulation	19
3.3	Interférence du signal EMCS dans le canal stéréo	22
3.3.1	Interférence audio	23

3.3.2	Démodulation stéréophonique	24
3.3.3	Cas particulier intéressant	27
3.4	Interférence du canal stéréo dans le canal EMCS . . .	27
3.4.1	Produits de distorsion de l'information stéréophonique	28
3.4.2	Influence des composantes d'intermodulation sur le signal EMCS	30
3.4.3	Approche analytique pour la détermination de l'effet des composantes d'intermodulation sur le signal EMCS	32
3.5	Origines possibles des problèmes reliés au EMCS . . .	34
3.5.1	Emetteur	35
A)	Modulateur stéréophonique	36
B)	Modulateur EMCS: (SCMO Modulator)	37
C)	Modulateur MF: (FM directexciter)	37
D)	Amplificateur RF et antenne de transmission	38
3.5.2	Récepteur	38
A)	Amplificateur RF	39
B)	Etage IF	40
C)	Démodulateur MF	40
D)	Circuit régénérateur de 38 kHz	40
E)	Démodulateur stéréophonique	41
3.5.3	Trajets multiples	41
3.6	Conclusions	42
Chapitre 4	EVALUATION EXPERIMENTALE	44
4.1	Introduction	44
4.2	Description des récepteurs utilisés	44
4.3	Réponse en fréquence et linéarité des récepteurs MF utilisés	46
4.3.1	Réponse en fréquences des récepteurs MF utilisés	46
A)	Montage expérimental	46
B)	Résultats	47
4.3.2	Linéarité	48
A)	Montage	48
4.4	Mesures avec le modulateur "Sound Technology"	49
4.4.1	Mesures d'interférence du signal EMCS dans la voie principale	54

4.4.2	Mesures d'interférence causées par le canal principal dans le canal EMCS	54
4.4.3	Mesures du spectre du signal de bande de base des récepteurs MF, JVC, Sony et Advent	57
4.5	Mesures d'interférence et de spectres de puissance du signal composite des récepteurs MF en utilisant le système de modulation McMartin	69
4.5.1	Mesures d'interférence avec le système McMartin	70
4.5.2	Spectres de puissance du signal composite	73
Chapitre 5	CONCLUSIONS	85
5.1	Résultats sur l'étude	87
5.2	Travaux subséquents	89
	Bibliographie	91
Appendice A	Circuits détaillés des récepteurs JVC, Advent et Sony .	92
Appendice B	Démodulateurs EMCS de SWTP et GI	95
Appendice C	Circuits détaillés du récepteur McMartin	97
Appendice D	Circuits et diagrammes fonctionnels des appareils McMartin (Générateur stéréophonique, Générateur SCA (EMCS), Modulateur MF)	98

Chapitre I

Introduction

1.1 PRESENTATION GENERALE DE L'ETUDE.

Parmi les différentes préoccupations de plusieurs secteurs du Ministère des Communications du Canada à Ottawa, en particulier celui des préposés à la gestion du spectre de radiodiffusion et à la réglementation de ce type de communications, il en est une qui porte sur la recherche de solutions à un problème dont l'acuité s'accroît quotidiennement : l'engorgement du spectre affecté à la radiodiffusion.

Notre étude se situe précisément dans cette perspective et porte exclusivement sur la radiodiffusion MF. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de décrire brièvement les voies qui s'offrent pour accroître, dans une région géographique donnée, le nombre de voies en transmission hertziennes.

Le programme de recherche couvert par le présent contrat constitue le déblaiement d'une solution possible au problème de saturation de la bande MF. Il montrera qu'à priori les difficultés techniques, s'il en est réellement, sont tout à fait surmontables.

1.2 LE CONTEXTE

Le laboratoire de recherches en télécommunications du Département de génie électrique de l'Université Laval n'en est pas à ses premières armes dans le domaine de la radiodiffusion MF. Déjà en 1979, sous la responsabilité de M. H.T. Huynh [1], une équipe entreprenait certaines études sur la conception d'un récepteur MF amélioré qui aurait eu une plus grande sélectivité et qui aurait permis, dans une région géographique donnée, un rapprochement à 400 kHz de canaux centrés sur des fréquences voisines. En dépit d'un succès mitigé, l'expérience acquise dans ce premier projet s'avérait d'une grande utilité dans celui-ci, dont une partie repose sur l'analyse du comportement de récepteurs standards en présence d'une composante supplémentaire dans le signal composite.

1.3 REMERCIEMENTS

Nous tenons à offrir nos remerciements à Monsieur L.K. Chau, du Service de la Règlementation des Télécommunications, Technique du Spectre en Radiodiffusion, au Ministère des Communications à Ottawa lequel, de par sa fonction de répondant scientifique, a permis à l'équipe de bénéficier d'un matériel de mesures indispensable sans lequel l'essentiel de ce travail n'aurait pu être réalisé.

1.4 PLAN DU RAPPORT

Nous pouvons dès lors préciser le cheminement suivi dans le présent travail. Après une brève description du problème de l'engorgement des voies de communications en radiodiffusion MF, nous décrirons quelques-unes des solutions envisagées et envisageables pour en réduire l'importance. Parmi celles-ci, nous retiendrons l'exploitation multiplex des communications secondaires (EMCS, SCMO, SCA). Dans un deuxième chapitre, nous présenterons ce mode de communications, les éléments qu'il nécessite, les normes qui le régisse, de même qu'une brève description de son degré d'utilisation aussi bien au Canada qu'aux Etats-Unis.

Le troisième chapitre se veut une revue des problèmes réels liés à la présence d'un signal secondaire dans un système de modulation de fréquence, qu'ils soient engendrés au niveau de l'émetteur, de la voie de transmission hertzienne, dans le cas qui nous occupe, aussi bien que du récepteur.

Par la suite nous présenterons les résultats des tests réalisés avec un montage expérimental, lequel évalue le comportement d'un groupe type de récepteurs disponibles sur le marché. Les résultats obtenus nous permettront de déterminer les soins et conditions à apporter dans l'utilisation d'un système de communications MF comportant une canalisation secondaire pour obtenir des caractéristiques minimales. Celles-ci sont d'une qualité telle qu'il y a lieu, disons-nous dans la conclusion, d'envisager un élargissement des normes et surtout du degré d'utilisation de l'EMCS au Canada à des fins autres que présentes.

Chapitre 2

CONSIDERATIONS GENERALES SUR LA SATURATION DES VOIES DE COMMUNICATIONS EN RADIODIFFUSION MF AU CANADA ET LE RECOURS A L'E.M.C.S.

2.1 DESCRIPTION DU PROBLEME DE SATURATION DANS L'ALLOCATION DES FREQUENCES

La radiodiffusion MF s'est, depuis 20 ans, largement répandue au Canada au point que la quasi totalité des récepteurs conventionnels vendus sur le marché sont du type MA/MF. La pénétration a, à toutes fins utiles, atteint le niveau observé aux Etats-Unis, si l'on fait abstraction de l'automobile, peut-être. Il n'est pas exagéré d'affirmer que la radiodiffusion MF n'est plus l'apanage de certaines classes et le type de programmation qu'on y retrouve n'est plus du tout lié aux caractéristiques intéressantes d'immunité au bruit qu'on lui reconnaît. Cette dernière observation, qui, a priori, semble n'avoir aucune relation avec le caractère technique de l'étude entreprise, n'est pas superflue et le pré-traitement que l'on fait subir au message - nous pensons ici à la compression d'un message musical stéréophonique - peut faire en sorte que les exigences sur la qualité du canal emprunté n'ont ou n'auront peut-être plus, dans maints cas, leur raison d'être. On verra plus loin la signification de pareil énoncé.

Pendant ce temps, le nombre de stations émettrices augmentait, en particulier dans les régions du pays les plus densément peuplées. Nous pensons ici au corridor Québec-Windsor dans lequel, en maints endroits, compte-tenu de la proximité de la frontière américaine, on retrouve des zones où il n'est plus possible d'octroyer des permis d'émission en vertu des normes actuelles: donc phénomène de saturation dans l'allocation des fréquences.

Cette situation ne saurait être atténuée par un recours à la radiodiffusion MA puisque, aux dernières nouvelles, le Canada a décidé de défendre le maintien de l'espacement de 10 kHz dans cette dernière bande et qu'elle aussi souffre d'un malaise similaire à celui de la modulation de fréquence.

2.2 SOLUTIONS ENVISAGEES ET NON RETENUES

Il faut reconnaître que toute modification dans l'allocation de fréquence affectera simultanément l'émetteur, le récepteur et même, le cas échéant, dans son milieu géographique donné, la répartition de la clientèle à l'écoute et, par conséquent, pourra être plus ou moins lourde de conséquence sur le plan économique. Néanmoins, l'augmentation du nombre de voies dans une bande donnée peut être analysée soit à partir du point d'émission, soit à partir du récepteur. Les deux approches ont déjà été examinées dans le cas de la radiodiffusion MF.

Ainsi en 1978, Cahn & Associates [2] ont procédé à un relevé sur la qualité des récepteurs vendus sur le marché canadien et le portrait d'ensemble est assez révélateur sur la faible qualité moyenne des récepteurs, en particulier ceux du modèle portatif.

L'étude aboutit, entre autres chose, à la conclusion qu'il n'y a pas lieu de modifier la répartition actuelle des fréquences si la qualité des récepteurs demeure ce qu'elle est et s'il n'y a pas modification du contour de service protégé de 500 $\mu\text{V}/\text{mètre}$.

On reconnaît donc ici que la qualité moyenne des récepteurs détermine les normes de transmission. Il faut donc oublier cette première approche de solution.

La seconde approche s'appuierait sur une meilleure utilisation de la couverture d'un territoire en faisant appel à des antennes directionnelles.

Cette optique a été étudiée par L.K. Chau [3] et, selon les modèles utilisés, les gains réels sont relativement faibles et l'auteur n'a pas cru bon, semble-t-il, de pousser plus loin dans cette perspective.

L'autre voie envisagée, c'est l'introduction graduelle de normes de sélectivité et d'immunité beaucoup plus strictes. Pourvu, bien entendu, que la technologie et des prix raisonnables le permettent. L'examen de cette question a été confié à H.T. Huynh [1] du Laboratoire de Télécommunications en 1979 et les résultats obtenus ne laissent guère d'espoir de ce côté.

Reste donc une dernière solution qui est celle de l'exploitation multiplex de la canalisation secondaire en MF (EMCS, SCMO, SCA) que nous avons examinée en détail et qui permettrait, à la limite, de doubler le nombre de canaux en usage en modulation de fréquence.

2.3 L'EXPLOITATION MULTIPLEX DES COMMUNICATIONS SECONDAIRES

2.3.1 Introduction

L'existence de canaux réservés aux communications secondaires, dans la bande 88-108 MHz utilisée par la radiodiffusion en modulation de fréquence, est à toutes fins utiles, inconnue du grand public. Cette situation - qui détonne avec celle que l'on peut observer aux Etats-Unis et dont nous parlerons plus loin - tient essentiellement à deux raisons :

- 1) une utilisation excessivement faible de cette technique dans les seuls milieux urbains d'importance au pays. En tout et partout, on comptait en janvier 1979 quelque 41 permis octroyés à des stations canadiennes. Sans avoir répertorié l'usage réel fait de ces canaux et la nature des permis octroyés, on peut grossièrement déceler deux classes d'utilisation :
 - a) transmission de données alpha numériques,
 - b) transmission d'une programmation musicale destinée aux centres d'achats (MUSAK). Ce genre d'entreprise loue donc les services d'un canal chez un radiodiffuseur MF pour transmettre un contenu musical particulièrement bien étudié et fournit elle-même les récepteurs appropriés. Notons que l'on ne retrouve actuellement sur le marché destiné au grand public aucun récepteur FM standard comportant les éléments de démodulation nécessaires pour capter ce genre d'émission. On verra plus loin que des raisons purement techniques limitent souvent la qualité du message reçu.
- 2) La seconde raison - elle fera l'objet d'un long traitement au chapitre suivant - tient à certaines difficultés techniques éprouvées par les radiodiffuseurs eux-mêmes et qui sont liées à l'isolement insuffisant du canal principal et des canaux secondaires. Ces difficultés les ont amenés, soit à ne pas utiliser cette voie, ou encore à en réduire l'ampleur à des fins de communications d'urgence ou de suppléance entre les studios et la station émettrice.

Les fabricants de récepteurs MF n'ayant à subir aucune pression pour l'insertion de moyens de détection supplémentaires dans les récepteurs conventionnels, la détection de signaux EMCS demeure l'apanage des seuls bricoleurs en électronique.

2.3.2 Définition de l'EMCS

La répartition spectrale d'un message stéréophonique en bande de base (signal composite) est donnée sur la figure 2.1.

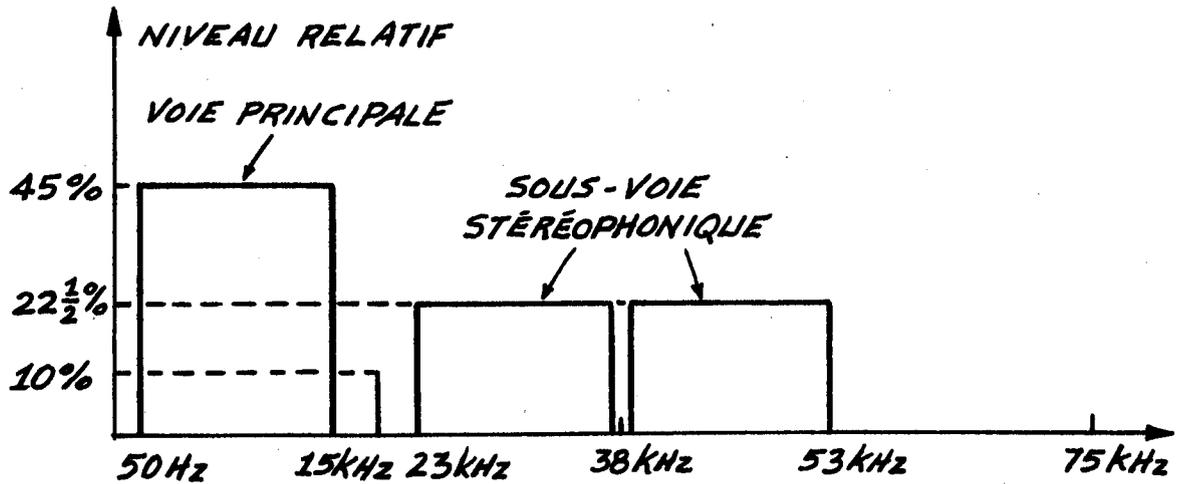


Fig. 2-1. Répartition des composantes du signal stéréophonique en bande de base.

où l'on retrouve, en ordonnée, les contributions maximales autorisées à la déviation de la porteuse principale pour chacune des composantes. Ainsi la voie principale représentée ici par $D + G$ ne saurait dépasser 45% de la déviation de la porteuse. De même en est-il pour la sous voie stéréophonique, $D - G$, qui module une sous-porteuse (supprimée) à 38 kHz. La sous-porteuse pilote P est limitée à 10%.

Dans le cas où l'on voudrait insérer une composante supplémentaire comprise entre 53 kHz et 75 kHz, la fréquence maximale autorisée pour le signal composite, une redistribution doit être refaite entre les différentes parties de sorte que la somme ne puisse dépasser 100% cela va de soi. C'est précisément cette composante que l'on identifie sous l'appellation de communication secondaire (EMCS, SCMO, SCA).

La figure 2.2 reprend schématiquement la redistribution des composantes en montrant leur contribution relative en présence cette fois de communications secondaires.

Mathématiquement, le signal en bande de base devient :

$$M(t) = \underbrace{(G + D)}_{\text{voie principale}} + \underbrace{(G - D) \cos 2 \omega_p t}_{\text{sous-voie stéréophonique}} + \underbrace{A \cos \omega_p t}_{\text{sous-porteuse pilote}} + \underbrace{B \cos(\omega_s t + \int s(t) dt)}_{\text{communications secondaires}}$$

$$\omega_p = 2\pi f_p \text{ avec } f_p = 19 \text{ kHz}$$

$$\omega_s = 2\pi f_s \text{ avec } f_s = \text{fréquence de sous-porteuse secondaire (67 kHz).}$$

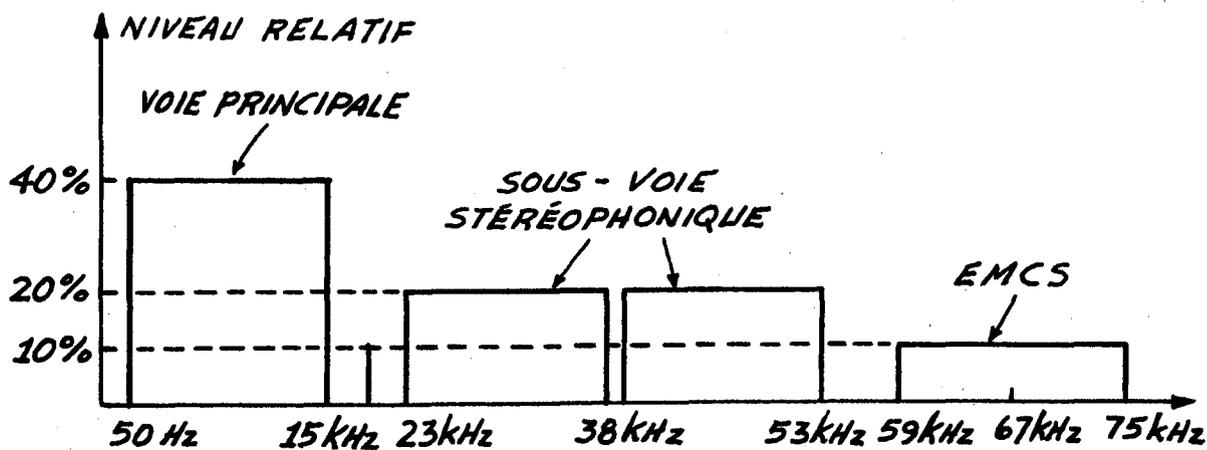


Fig. 2-2. Spectre de bande de base d'un signal composite comportant une voie de communication secondaire.

On peut donc schématiser le diagramme des fonctions au niveau de l'émetteur, pour la génération d'un signal composite comportant les communications secondaires qui vient moduler une porteuse en fréquence. (Figure 2.3)

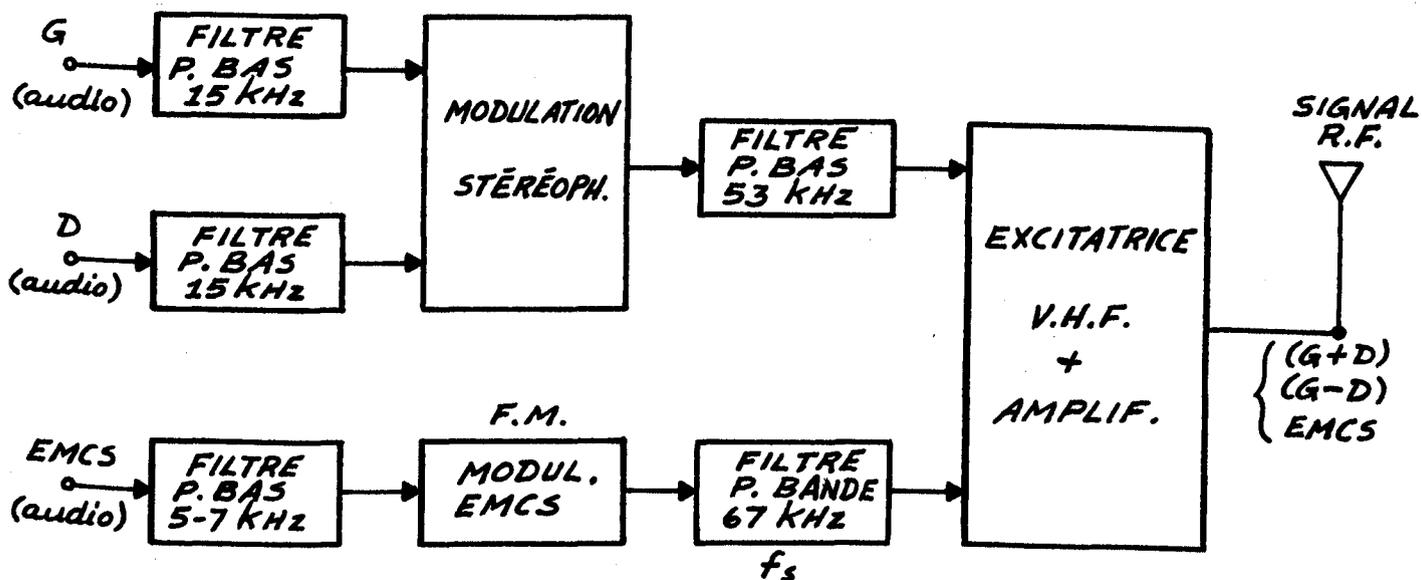


Fig. 2-3. Schéma d'un modulateur MF comportant 1'EMCS.

De même peut-on représenter schématiquement un récepteur MF comportant les éléments nécessaires à la réception de signaux stéréophoniques et de communications secondaires. (figure 2.4)

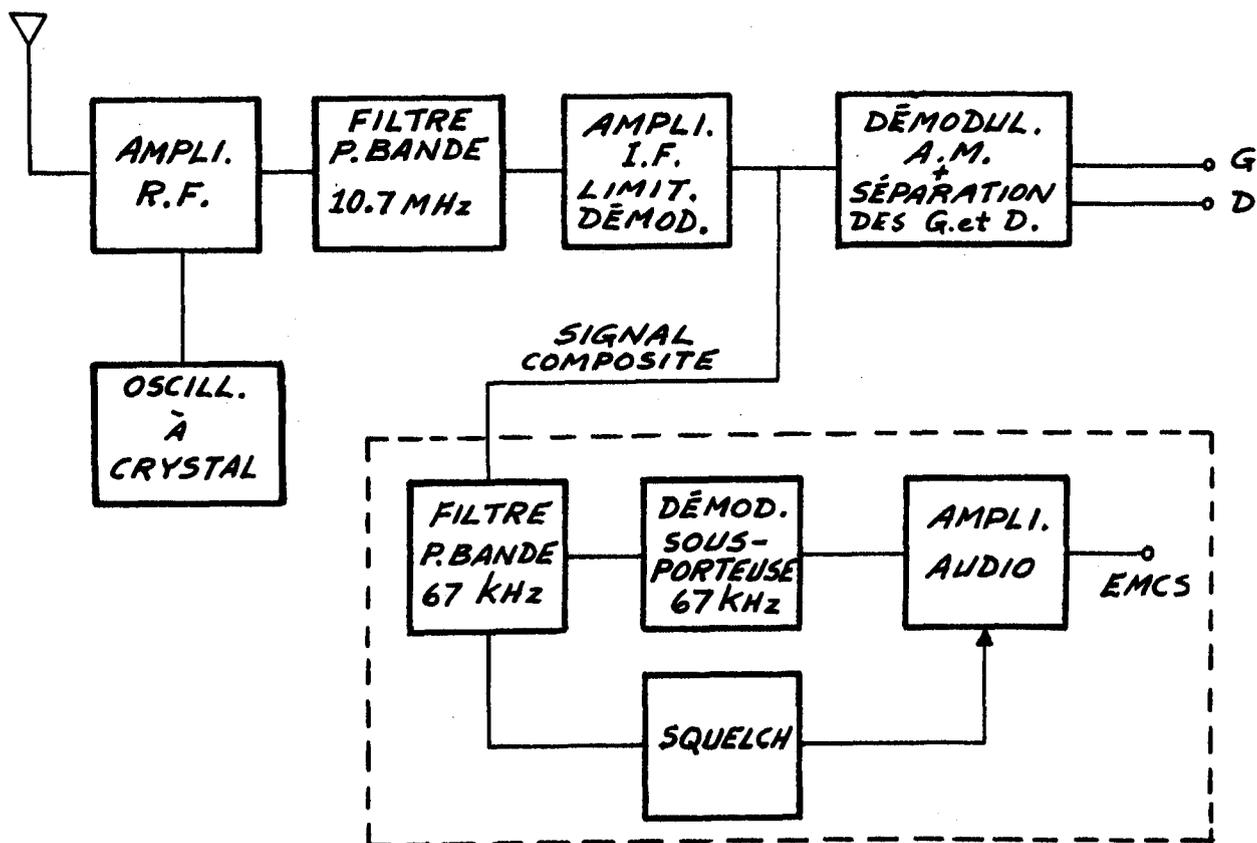


Fig. 2-4. Schéma d'un récepteur MF comportant les éléments de détection EMCS, (secteur en pointillé).

2.3.3 Normes régissant l'exploitation des communications secondaires.

Après avoir situé, dans le domaine fréquentiel, la position relative des communications secondaires, il est intéressant de passer en revue les règles qui régissent son emploi. Pour ce, nous résumons en quelques lignes les éléments essentiels contenu dans le document "Procédure concernant la radiodiffusion (PR-7). [4]".

Les points à noter, dans le cadre qui nous occupe, sont :

- 1) Les sous-porteuses de communications secondaires doivent être modulées en fréquence.

- 2) La fréquence instantanée des sous-porteuses doit en tout temps demeurer entre 53 et 75 kHz.
- 3) Au niveau même du modulateur, la modulation de fréquence de la porteuse principale causée par le fonctionnement de la sous-porteuse de communications secondaires dans la bande inférieure à 53 kHz (présence d'intermodulation) doit être au moins 60 dB en dessous de la modulation à 100%, ce, en tout temps.
- 4) Enfin, la diaphonie entre le canal principal et une voie de communication secondaire est limitée à 60 dB au dessous de la modulation à 100% (intermodulation de l'émetteur).

Ce sont là les seules règles établies et on peut aisément conclure qu'elles n'ont rien de bien contraignant.

2.3.4 Portrait de l'utilisation de l'EMCS au Canada

Comme nous le mentionnons au début de ce chapitre, on comptait au Canada, en janvier 1979, quelque 41 stations détenant un permis d'opérer une voie de communications secondaires. La liste non officielle en est présentée, à titre indicatif du tableau 2.1. Ce seul tableau très peu explicite, peut induire le lecteur en erreur en ce sens que le détenteur d'un permis n'est pas pour autant un utilisateur. Cette indication nous a été fournie par l'examen d'une étude de M. Bach Vo [5] du Ministère des Communications à Québec, laquelle décrit très bien la situation au Québec en mars 1980. (tableau 2.2).

1) Calgary	CKO-FM-5	11) Winnipeg	CBW-FM	21) Ottawa	CBOF-FM	31) Montréal	CBM-FM
2) Kamloops	CFFM-FM	12) Saint John	CFBC-FM	22) Ottawa	CBO-FM	32) Montréal	CKMF-FM
3) Kelowna	CHIM-FM	13) Kentville	CKWM-FM	23) Ottawa	CKBY-FM	33) Montréal	CJFM-FM
4) Trail	CBTA-FM	14) Barrie	CHAY-FM	24) Toronto	CJRT-FM	34) Montréal	CKOI-FM
5) Vancouver	CHQM-FM	15) Guelph	CKLA-FM	25) Toronto	CBL-FM	35) Montréal	CBF-FM
6) Vancouver	CKO-FM-4	16) Kitchener	CFCA-FM	26) Toronto	CHFI-FM	36) Montréal	CFGL-FM
7) Vancouver	CKLG-FM	17) London	CKO-FM-3	27) Toronto	CKO-FM-2	37) Québec	CKRL-FM
8) Victoria	CFMS-FM	18) Burlington	CIGN-FM	28) Toronto	CKFM-FM	38) Québec	CHOI-FM
9) Winnipeg	CHIQ-FM	19) Oshawa	CKQS-FM	29) Drummondville	CBF-FM-139	39) Regina	CFMQ-FM
10) Winnipeg	CHMM-FM	20) Ottawa	CFMO-FM	30) Montréal	CFQR-FM	40) Saskatoon	CFMC-FM
						41) Halifax	CKO-FM

Tableau 2-1. Liste des stations de radiodiffusion MF canadiennes détentrices des permis EMCS (janvier 1979).

(document non officiel).

Indicatif de la station	Ville	Type d'utilisation et remarques
CFGL-MF	Montréal	Musique pour lieux commerciaux (abandonné à l'étape expérimentale à cause de problèmes techniques).
CBF-MF	Montréal	Relais studio-émetteur pour radio AM en cas de défectuosité de la ligne téléphonique (abandonné à cause de problèmes techniques).
CKMF-MF	Montréal	Relais studio-émetteur pour radio AM en cas de défectuosité de la ligne téléphonique (en service).
CKOI-MF	Montréal	Musique pour lieux commerciaux (abandonné à l'étape expérimentale à cause de problèmes techniques).
CFQR-MF	Montréal	Musique pour lieux commerciaux (abandonné à l'étape expérimentale à cause de problèmes techniques).
CBV-MF	Québec	Relais studio-émetteur pour radio AM en cas de défectuosité de la ligne téléphonique (en service).
CHOI-MF	Québec	Musique pour lieux commerciaux en service (opéré par MUSAK).
CJFM-MF	Montréal	Musique pour lieux commerciaux en service (opéré par MUSAK, filiale d'une compagnie new-yorkaise).
CKRL-MF	Québec	Inconnu du personnel en place (demande effectuée en 1974). Aucune application actuellement.
CBM-FM	Québec	Relais radio-émetteur pour radio CBV-AM.

Tableau 2-2. Utilisation du EMCS en territoire québécois (Source: Bach Vo [5]).

Le bilan net se résume à ceci pour les neuf détenteurs québécois de permis : a) une liaison studio-site d'antenne (audio) (CBM-MF),
 b) deux utilisateurs (un à Montréal, CJFM-MF),
 (un à Québec, CHOI-FM).

Les autres ont, pour des motifs d'ordre technique renoncé à l'utilisation du permis accordé. Il est donc facile de conclure que le marché des récepteurs EMCS pour tout le Québec est inexistant. Nous n'avons pu obtenir un portrait aussi détaillé pour l'ensemble du pays, mais de l'avis des fournisseurs de produits de ce type, il ne serait guère plus développé.

Enfin, des discussions avec le personnel technique de quelques stations, en particulier avec M. Yvon Roy, Conseiller en Ressources techniques du Département d'Ingénierie à Radio-Canada, à Montréal fait état de difficultés techniques réelles qui sont de nature à interdire le recours aux communications secondaires. Selon plusieurs témoignages entendus, les produits d'intermodulation générés dans le canal principal stéréophonique par la présence d'un signal dans la bande allouée à l'EMCS sont intolérables si la station émettrice maintient une plage dynamique intéressante pour l'audiophile. Nous aurons l'occasion d'analyser en détails, au chapitre trois, ce problème de parasites.

L'important donc pour le moment est ceci : des difficultés réelles d'ordre technique expliquent la sous-utilisation d'un canal EMCS par les radiodiffuseurs FM au Canada.

2.3.5 Portrait de l'utilisation de l'EMCS aux Etats-Unis

Nous croyons nécessaire de décrire la situation observée aux Etats-Unis, d'abord parce que les utilisateurs sont, toutes proportions gardées, infiniment plus nombreux qu'au Canada, donc à priori on semble s'être affranchi des difficultés techniques - ensuite à cause de certains particularismes que la législation canadienne ne saurait tolérer; et ici, nous touchons un point capital : celui de la propriété des ondes.

Sans avoir examiné la législation du FCC dans ce domaine, il nous a été donné de faire les observations suivantes : [6,7,8],

- 1) le contenu des programmes autorisés peut couvrir à peu près toutes les activités humaines pourvu qu'elles soient d'intérêt pour certains groupes et légales. A priori donc, les domaines autorisés peuvent être les suivants (à titre d'exemples) : musique d'atmos-

phère, prévisions météorologiques, prévisions boursières, éducation, agriculture, commerce ou activités professionnelles, etc.

- 2) Le contenu peut être aussi purement technique et porter sur la transmission de données numériques pour une station MF (relais studio-station d'émission (télémétrie)).
- 3) Les communications secondaires constituent un service à un groupe donné et s'adressent à des abonnés. C'est pourquoi, plus tôt, nous avons parlé de propriété des ondes. Dans les faits, cette notion se traduit par le phénomène suivant : on ne fabrique que des récepteurs non synthonisables qu'un individu peut acquérir contre paiement, ou en vertu d'une entente spécifique, du détenteur du permis de diffusion en EMCS.

Ainsi, on peut citer, parmi d'autres, trois grands réseaux couvrant un grand nombre d'états américains:

- a) Réseau de lecture pour handicapés visuels, opéré par un club social qui se charge de la distribution des récepteurs, en vertu de certains critères.
- b) Réseau diffusant des cours dans le domaine médical, destinés aux médecins en pratique et aux pharmaciens, opéré par un consortium de fabricants de produits pharmaceutiques, lequel est responsable de la distribution des récepteurs aux membres de corporations professionnelles correspondantes.
- c) Réseau diffusant les cours de la bourse des grains et du bétail couvrant tout le midwest américain. Dans ce dernier cas, des entreprises à but lucratif sont propriétaires des récepteurs et en font location. Ces dits récepteurs comportent et l'audio et le video (slow scan, compressed video).
- d) Les normes techniques du FCC sont absolument muettes sur la qualité minimale de l'EMCS. De sorte que l'on utilisera une déviation de fréquence pour la sous-porteuse qui se situera entre ± 2.8 kHz et ± 6 kHz, selon les besoins de l'utilisateur. De même on n'impose aucune contrainte sur la diaphonie du canal principal dans l'EMCS.

Il ressort néanmoins de nos observations que la qualité respective des

canaux principaux et secondaires est nettement suffisante pour l'utilisateur de l'un ou de l'autre canal et il ne nous a pas été donné de trouver des exemples de non-utilisation pour des motifs d'ordre technique.

On ne saurait passer sous silence l'évolution possible des réseaux EMCS américains face aux demandes formulées par les grands de l'électronique auprès du FCC visant l'instauration de la quadraphonie en modulation de fréquence. Nous savons que différents projets sont à l'étude qui affecteront fondamentalement la répartition du spectre de fréquence en bande de base du signal modulant et qui, selon les prévisions plus ou moins pessimistes, entraîneront un déplacement du canal des communications secondaires dans des régions de fréquence telles que l'on observera une dépréciation réelle de la qualité.

C'est une affaire à suivre, même si, globalement elle ne saurait modifier l'objectif à long terme de cette étude.

2.4 CONCLUSIONS

Le bilan de nos observations : aux Etats-Unis existence de réseaux fonctionnels de communications secondaires d'une qualité réelle qui ne perturbe pas à outrance - on verra jusqu'où on peut aller - le canal stéréophonique principal. Au Canada, la réaction du personnel technique rattaché aux différentes stations est nettement différente et fait qu'à toutes fins utiles, les réseaux d'EMCS sont inexistantes. Alors même que l'on est à court de canaux de diffusion, il devient évident que l'on se doit d'examiner soigneusement l'ensemble des problèmes techniques évoqués, dont la solution entraînerait la multiplication par deux du choix de programmation des diffuseurs en modulation de fréquence.

Chapitre 3

PROBLEMES RELIES A L'UTILISATION DU EMCS

3.1 INTRODUCTION

Les problèmes techniques, dont nous avons fait état précédemment, sont essentiellement des problèmes de diaphonie et de transposition plus ou moins grande du contenu d'un canal à un canal adjacent. L'ensemble des bruits de cette nature est analysé dans ce chapitre sur le plan théorique et nous tentons d'en situer l'origine dans un réseau de communications comme celui qui nous intéresse ici, la radiodiffusion MF.

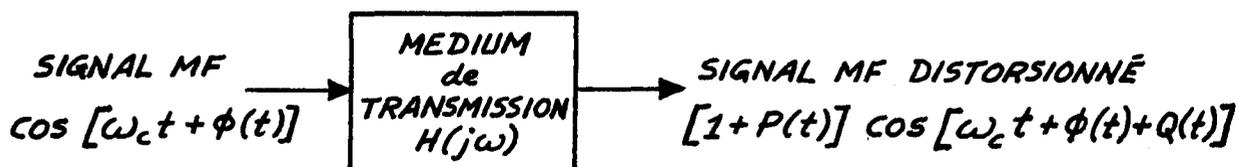
3.2 LE BRUIT D'INTERMODULATION DANS UN SYSTEME MF

On sait que le bruit d'intermodulation est causé par la présence de non-linéarités dans un système. Celles-ci produisent des harmoniques du signal et des produits d'intermodulation. Dans le cas où le système est conçu pour transmettre sur une même porteuse plusieurs canaux adjacents (système MF multiplex), les harmoniques et les produits d'intermodulation d'un canal peuvent donner naissance à du bruit non-intelligent dans d'autres canaux. Dans un système MF, ce type de bruit peut être attribuable à trois causes principales:

- 1) non-linéarités dans l'émetteur (amplitude et phase);
- 2) effets des trajets multiples;
- 3) non-linéarités dans le récepteur (amplitude et phase).

Les phénomènes énoncés plus haut ont tous été décrits et analysés dans des cas généraux. Ainsi, à la suite de Garrison [9], on peut

montrer que le seul passage d'un signal MF dans un médium de transmission linéaire quelconque $H(j\omega)$ (figure 3.1) produit un signal MF distorsionné comportant deux composantes indues: un signal d'interférence en amplitude $P(t)$ et une interférence en phase $Q(t)$.



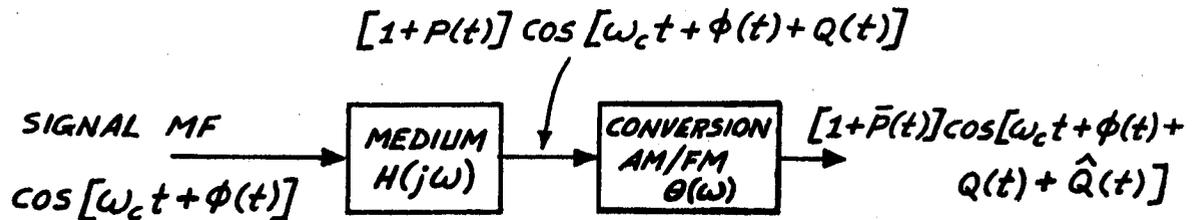
où:

- ω_c = fréquence angulaire de la porteuse MF
- $\phi(t)$ = modulation de phase
- $\phi^1(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} = K_1 V(t)$ = modulation de fréquence
- K_1 = indice de modulation
- $V(t)$ = signal de bande de base
- $H(j\omega) = A(\omega)e^{-jB(\omega)}$ = fonction de transfert du système
- $P(t)$ = interférence en amplitude
- $Q(t)$ = interférence en phase.

Fig. 3-1. Transformation d'un signal MF par une fonction de transfert linéaire.

Il est relativement facile de s'affranchir de l'interférence dite d'amplitude au niveau du récepteur à l'aide d'un limiteur idéal. Et si tel n'est pas le cas, il faut dès lors, analyser le système global i.e. la fonction de transfert et le limiteur non-idéal, toujours en s'inspirant de l'approche de Garrison [9] qui utilise un modèle comprenant une conversion AM/PM insérée avec le médium de transmission.

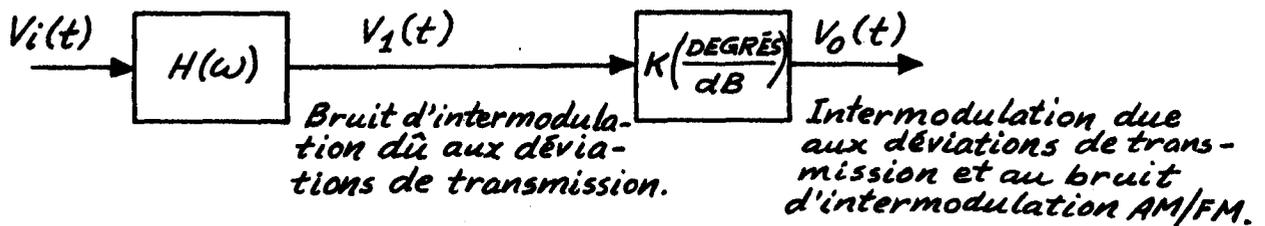
Le système comportant les expressions mathématiques du système global est reproduit à la figure 3.2.



- où:
- $\theta(\omega)$ = coefficient de conversion AM/PM dépendant de la fréquence
 - $\hat{Q}(t)$ = modulation de phase résultant de la conversion AM/PM
 - $\bar{P}(t) \neq P(t)$. en général.

Fig. 3-2. Transformation d'un signal MF par une fonction de transfert linéaire suivie d'un limiteur imparfait.

On pourrait expliciter davantage la description du système MF en cherchant à évaluer, avec Cross [10], l'importance de la présence d'une seule non-linéarité de déphasage dans le mécanisme de génération de signaux d'interférence. Ici encore, l'auteur montre que l'on doit introduire dans le traitement du signal un convertisseur AM/PM. Cette notion de conversion AM/PM sera utilisée tout au long de ce chapitre. Les principaux éléments de cette théorie sont exposés à la figure 3.3.



où :

$$v_1(t) = e^{j[\omega_c t + \phi(t)]}$$

$$V_1(t) = e^{a(t)} e^{j[\omega_c t + \phi_0(t)]}$$

$$V_0(t) = e^{a_1(t)} e^{j[\omega_c t + \phi_0(t) + ka(t)]}$$

$\phi(t)$ = fonction de modulation de phase due au signal multicanal.

$\phi_0(t) = \phi(t) + \text{termes de distorsion de phase}$

$k = 0.1516 k = \text{indice de modulation de phase divisée par l'indice de modulation d'amplitude}$

$K = \text{constante de conversion AM/PM}$

$a_1(t) \neq a(t)$ en général

$H(\omega) = \text{fonction de transfert du médium de transmission avec déviations.}$

$$v_1(t) = e^{j[\omega_c t + \phi(t)]}$$

Fig. 3-3. Traitement d'un signal MF en présence d'une non-linéarité de phase. (d'après Cross [10]).

Nous renvoyons le lecteur aux ouvrages cités plus haut pour une analyse rigoureuse des phénomènes observés dans les cas décrits ici.

De la même façon, l'analyse de la distorsion causée par la présence de trajets multiples dans un système de communication MF a été évaluée par Ohara [11], lequel a cherché à appliquer sa méthode au cas précis qui nous intéresse, soit la diaphonie entre le canal stéréophonique et l'EMCS.

L'application des méthodes générales au cas de la transmission d'un signal composite comme celui qu'on retrouve en stéréophonie, surtout s'il comporte une composante supplémentaire EMCS, devient davantage plus complexe à cause des éléments suivants:

1) la nature même des composantes de ce système. Un signal compris entre 50 Hz et 15kHz, une porteuse rigoureusement sinusoïdale (pilote), un autre signal dont la largeur de bande est double de la première (sous-voie stéréophonique), une composante MF (EMCS) d'une largeur de bande d'environ 15 kHz.

2) on ne dispose d'aucun démodulateur idéal qui permettrait d'isoler les différentes sources d'intermodulation, comme celles discutées plus haut, de sorte que l'évaluation de la distorsion dans un système réel ne peut se faire que globalement. C'est en ce sens que l'on procèdera à des mesures comparées sur les signaux en bande de base, à l'entrée et à la sortie du système de transmission MF.

3.2.1 Méthodes de mesure du bruit d'intermodulation

Il existe au moins trois méthodes pour mesurer le bruit par intermodulation d'un système MF multiplex (FDM-FM). Ces méthodes sont basées sur le fait que le bruit non-linéaire varie avec le niveau du signal multiplex, alors que le bruit thermique ne varie pas. Ainsi, le bruit non-linéaire peut être évalué par des mesures avec un signal multiplex de test. Les trois méthodes de mesure du bruit non-linéaire donnent une évaluation qualitative

plus ou moins complète du système dépendant de la complexité du signal de test.

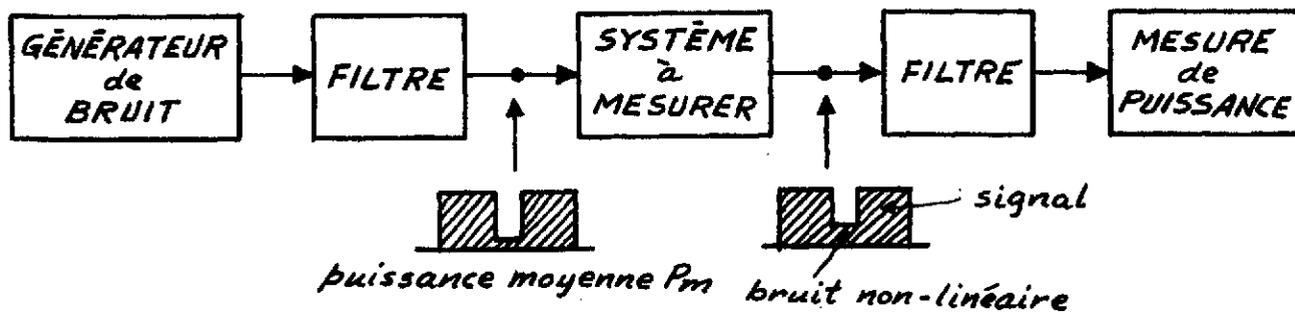
Les méthodes générales, telles que présentées ici, sont conçues pour des systèmes FDM (frequency division multiplex), où la porteuse MF est modulée par un signal composé de plusieurs canaux identiques. Ces mêmes méthodes s'appliquent malgré tout à des systèmes plus complexes, comme le MF stéréo avec canal EMCS-MF, mais il faut interpréter les résultats en fonction des particularités du système.

Les trois méthodes sont donc les suivantes:

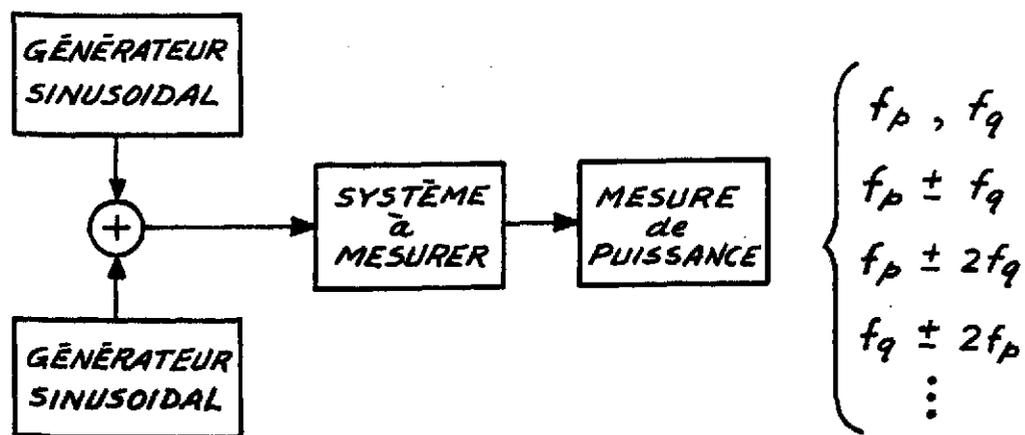
- 1) rapport de puissance du signal au bruit non-linéaire (utilisant du bruit comme signal);
- 2) rapport de puissance du signal à la distorsion par intermodulation (utilisant deux signaux sinusoïdaux);
- 3) rapport de puissance du signal à la distorsion par harmoniques (utilisant un signal sinusoïdal).

Ces trois méthodes sont illustrées schématiquement à la figure 3.4.

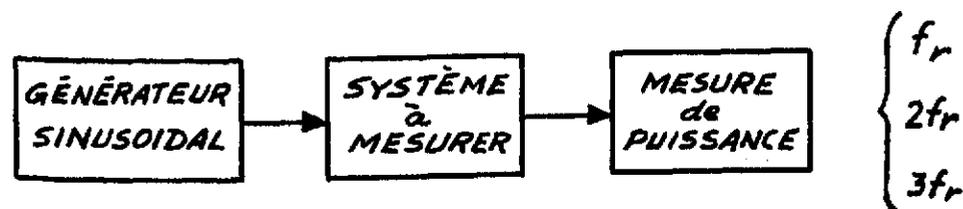
La première méthode utilise le bruit blanc à large bande couvrant la totalité de la bande multiplex, à l'exception d'une étroite bande correspondant à la largeur de bande d'un canal. Le rapport entre la puissance du bruit dans la bande étroite et une autre bande quelconque du canal nous donne le rapport "signal à bruit non-linéaire".



(a)



(b)



(c)

Fig. 3-4. a) Méthode utilisant le bruit
 b) Méthode utilisant deux sinusoides
 c) Méthode utilisant une sinusoïde.

Dans la méthode à deux signaux sinusoïdaux, on module un canal par deux sinusoides de puissances égales à la puissance RMS moyenne d'un canal multiplex. A la sortie du système, on mesure la puissance des signaux d'intermodulation et la puissance des fondamentales. On obtient ainsi le rapport du signal à la distorsion par intermodulation du $n^{\text{ième}}$ ordre.

Dans la méthode utilisant une sinusoïde, un seul signal de puissance RMS égal à la puissance RMS moyenne d'un signal multiplex module le système. La puissance des distorsions harmoniques d'ordres différents et la puissance de la fondamentale sont mesurées et donnent le rapport du signal à la $n^{\text{ième}}$ harmonique.

La première des trois méthodes est la plus réaliste car elle simule l'utilisation normale du système. Par contre, les deux tests utilisant des signaux harmoniques peuvent être plus éloquents pour le concepteur qui cherche à identifier quel est le groupe d'intermodulation prédominant dans tel ou tel cas.

3.3 INTERFERENCE DU SIGNAL EMCS DANS LE CANAL STEREO

Un premier type d'interférence est celle causée dans le canal stéréophonique (principalement G-D) par la présence d'un canal EMCS. Cette interférence prend habituellement la forme d'un signal audible ("tone") dans les canaux de gauche et de droite. Il est généralement de niveau assez faible mais deviennent indésirable pour les systèmes dont la plage dynamique du signal audio du canal stéréophonique est importante.

L'interférence du (EMCS) dans le canal stéréophonique est formée par des groupes d'intermodulation entre le canal EMCS modulé par son signal d'information et la fréquence pilote ($p = 19$ kHz) de même que ses harmoniques, i.e. $2p = 38$ kHz, $3p = 57$ kHz et $4p = 76$ kHz. Les groupes d'intermodulation les plus importants sont (s-p) et (s-2p), s étant la

fréquence instantanée de la porteuse EMCS à 67 kHz et p représente la fréquence du pilote à 19 kHz. Ces groupes d'intermodulation sont respectivement centrés sur 48 kHz et 29 kHz, soient:

$$s-p = 67 \text{ kHz} - 19 \text{ kHz} = 48 \text{ kHz} \quad (3.1)$$

$$s-2p = 67 \text{ kHz} - 38 \text{ kHz} = 29 \text{ kHz} \quad (3.2)$$

Ces composantes d'intermodulation tombent donc dans la bande réservée au canal (G-D) allant de 23 kHz à 53 kHz. Cette bande (23 à 53 kHz) contient l'information (G-D) modulée en DSBSC autour de 38 kHz. La figure 3.5 illustre la plage couverte par les composantes d'intermodulation (s-p) et (s-2p).

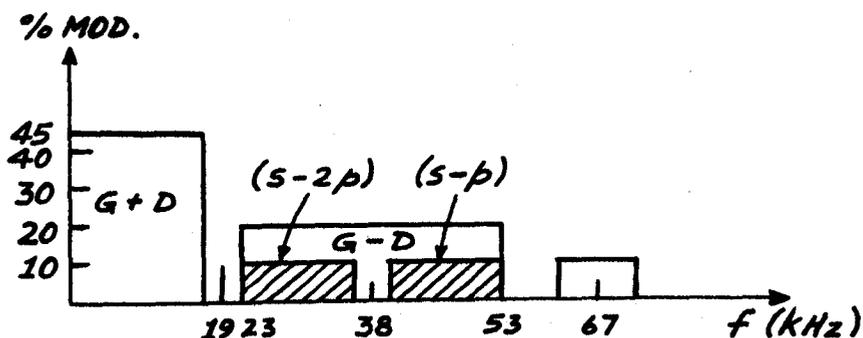


Fig. 3-5. Plage couverte par les groupes d'intermodulation (s-p) et (s-2p).

Ces groupes d'intermodulation sont donc présents à la sortie du démodulateur MF et ont ainsi accès au détecteur stéréophonique. Les équations ci-dessous démontrent de quelle façon l'intermodulation (s-p) et (s-2p) donne naissance à l'interférence audio après la détection stéréophonique.

3.3.1 Interférence audio

On peut écrire le signal composite de la modulation stéréo avec canal EMCS sous la forme [12] :

$$C(t) = (G + D) + (G - D) \cos 2\omega_p t + X \cos \omega_p t + Y \cos B(t) \quad (3.3)$$

où

- G = signal de modulation du canal de gauche
- D = signal de modulation du canal de droite
- ω_p = fréquence angulaire du pilote stéréophonique = $2\pi \cdot 19$ kHz
- X et Y = constantes de modulation

$$B(t) = (\omega_s t + \int_0^t s(t) dt) \quad (3.4)$$

- ω_s = fréquence angulaire de la porteuse EMCS ($2\pi \cdot 67$ kHz)
- $s(t)$ = signal de modulation du canal EMCS

On retrouve donc le signal $C(t)$ après le démodulateur d'un récepteur MF, lequel est normalement suivi d'un filtre passe-bas servant à éliminer les composantes du signal supérieures à 53 kHz (figure 3.6). Nous supposons que ce filtre est idéal pour simplifier le calcul. Le signal filtré est ensuite amené au démultiplexeur stéréophonique qui a pour fonction de reconstituer l'information du canal de gauche et du canal de droite individuellement. Dans le cas où il n'y a pas d'interférence, le signal à l'entrée du démultiplicateur stéréophonique sera:

$$C_1(t) = (G + D) + (G - D) \cos 2\omega_p t + X \cos \omega_p t \quad (3.5)$$

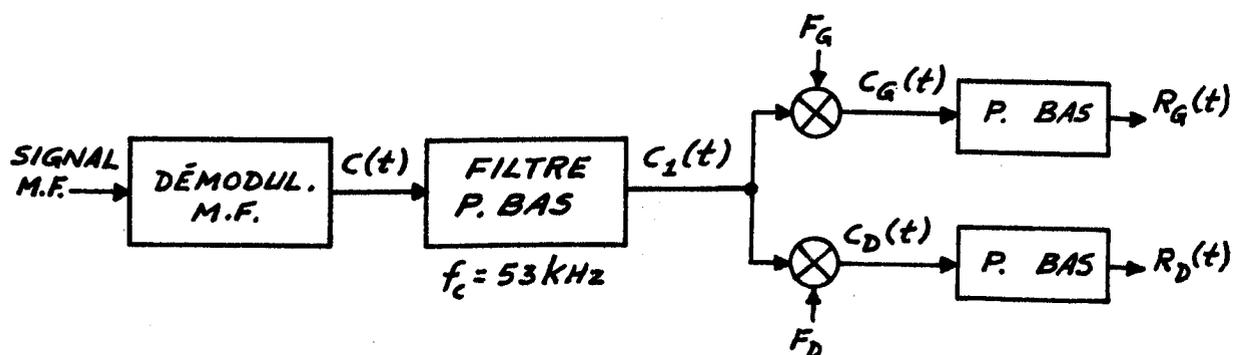


Fig. 3-6. Schéma d'un récepteur stéréophonique.

Si on ajoute les termes d'interférences en (s-p) et (s-2p) causés par la

présence d'un canal EMCS, on aura :

$$\begin{aligned} \tilde{C}_1(t) = (G + D) + (G - D) \cos 2\omega_p t + X \cos \omega_p t + \dots \\ K_1 \cos [B(t) - \omega_p t] + K_2 \cos [B(t) - 2\omega_p t] \end{aligned} \quad (3.6)$$

où: K_1 et K_2 sont des constantes d'intermodulation.

3.3.2 Démodulation stéréophonique

Tel qu'illustré à la figure 3.6, la démodulation stéréophonique des canaux G et D peut être représentée mathématiquement par les fonctions

$$F_G = (1 + 2 \cos 2\omega_p t) \quad (3.7)$$

et

$$F_D = (1 - 2 \cos 2\omega_p t) \quad (3.8)$$

qui multiplient le signal composite pour donner le canal de gauche et de droite respectivement.

Ainsi, à partir de la figure 3.6, on peut écrire directement

$$C_G(t) = C_1(t) \times F_G(t) \quad (3.9)$$

$$C_D(t) = C_1(t) \times F_D(t) \quad (3.10)$$

Si on écrit de façon explicite l'équation de $C_G(t)$ on obtient:

$$\begin{aligned} C_G(t) = (G + D) + (G - D) \cos 2\omega_p t + K_1 \cos [B(t) - \omega_p t] + \\ K_2 \cos [B(t) - 2\omega_p t] + 2(G + D) \cos 2\omega_p t + \\ 2(G + D) \cos^2 2\omega_p t + 2K_1 \cos [B(t) - \omega_p t] \cos 2\omega_p t + \\ 2K_2 \cos [B(t) - 2\omega_p t] \cos 2\omega_p t \end{aligned} \quad (3.11)$$

L'équation 3.11 peut également être écrite sous la forme:

$$\begin{aligned}
 C_G(t) = & (G + D) + (G - D) \cos 2\omega_p t + K_1 \cos [B(t) - \omega_p t] + \\
 & K_2 \cos [B(t) - 2\omega_p t] + 2(G + D) \cos 2\omega_p t + (G - D) - \\
 & (G - D) \cos 4\omega_p t + 2K_1 \cos [B(t) - \omega_p t] \cos 2\omega_p t + \\
 & 2K_2 \cos [B(t) - 2\omega_p t] \cos 2\omega_p t
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

et, après regroupement des termes, on obtient:

$$\begin{aligned}
 C_G(t) = & 2G + K_1 \cos [B(t) - 3\omega_p t] - K_2 \cos [4\omega_p t - B(t)] + \\
 & (G - D) \cos 2\omega_p t + 2(G + D) \cos 2\omega_p t - (G - D) \cos 4\omega_p t + \\
 & K_1 \cos [B(t) + \omega_p t] + K_2 \cos [B(t)] + K_1 \cos [B(t) - \omega_p t] + \\
 & K_2 \cos [B(t) - 2\omega_p t]
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Le signal $C_G(t)$ est ensuite filtré dans un filtre passe-bas pour enlever les composantes supérieures à 15 kHz. On obtient alors $R_G(t)$:

$$R_G(t) = 2G + K_1 \cos [B(t) - 3\omega_p t] - K_2 \cos [4\omega_p t - B(t)] \tag{3.14}$$

On retrouve donc à la sortie du canal de gauche deux composantes d'intermodulation, éq. (3.14), ces composantes constituant l'interférence audio du canal EMCS.

Les composantes d'intermodulation sont donc respectivement en $(s-3p)$ et $(4p-s)$. La figure 3.7 illustre la plage de fréquence que peut occuper l'interférence à l'intérieur du canal concerné. On peut vérifier que l'on obtient le même résultat pour l'interférence du canal de droite en multipliant $C_1(t)$ par la fonction $F_D(t) = (1 - 2 \cos 2\omega_p t)$.

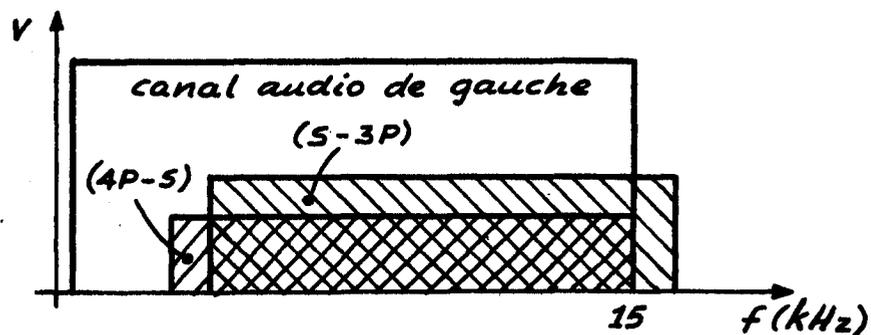


Fig. 3-7. Interférence en (s-3p) et (4p-s).

3.3.3 Cas particulier intéressant

Les interférences en (s-3p) et (4p-s) peuvent prendre la forme d'une composante harmonique lorsque le canal EMCS n'est pas modulé, i.e. en présence d'une porteuse à 67 kHz non modulée. On aura :

$$(s-3p) = 67 \text{ kHz} - 57 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz} \quad (3.15)$$

$$(4p-s) = 76 \text{ kHz} - 67 \text{ kHz} = 9 \text{ kHz} \quad (3.16)$$

En général, la majeure partie de l'énergie du signal d'interférence audio sera concentrée autour de 10 kHz.

3.4 INTERFERENCE DU CANAL STEREO DANS LE CANAL EMCS

Une des difficultés rencontrées dans l'exploitation d'un

canal secondaire avec un canal stéréophonique est celle de l'interférence créée par l'information stéréo dans le canal EMCS. Jusqu'à maintenant le problème préoccupant le plus les radiodiffuseurs était plutôt celui de protéger le canal stéréophonique de l'interférence du EMCS, et dans la plupart des cas, les exigences de qualité de EMCS n'étaient pas très sévères.

L'objet de cette section est donc l'étude des problèmes d'interférence du canal stéréophonique dans le canal EMCS. Une approche analytique générale sera suivie par une étude plus particulière du problème d'interférence dans le cas d'un canal secondaire utilisé selon les normes actuelles (67 kHz modulé à ± 6 kHz, injection 10%).

Très peu d'auteurs ont traité de l'EMCS et des problèmes qui s'y rattachent. En particulier, l'interférence du canal principal dans le EMCS a fait l'objet de très peu de recherche. On note cependant que Bott [13] et Hedlund [14] ont abordé le sujet d'un point de vue empirique et ont évalué le rapport de la porteuse à l'interférence maximum (C/N) pour obtenir un rapport signal à bruit donné.

Notre présentation s'inspire de Bott pour l'analyse de l'influence d'un signal d'interférence sur la porteuse EMCS et sur celle de Corrington [15] pour l'étude analytique de l'interférence à la sortie du discriminateur par une porteuse EMCS modulée ou non. Elle suppose l'existence d'un signal d'interférence en provenance du canal stéréo et cherche à évaluer son importance relative à la sortie du démodulateur EMCS. Seulement l'essentiel des résultats est présenté et l'on se référera aux références citées pour une information plus complète.

3.4.1 Produits de distorsion de l'information stéréophonique

Actuellement le canal secondaire (EMCS) est généralement utilisé avec une sous-porteuse MF située à 67 kHz avec une déviation de ± 7.5 kHz. Ce canal occupe la bande de fréquence de 59.5 kHz à 74.5 kHz. Toute composante d'intermodulation se trouvant dans cette bande créera

donc de l'interférence dans le canal secondaire. Le processus de modulation et de démodulation du canal stéréophonique donne inévitablement naissance également à certains niveaux de produits de distorsion du troisième et du quatrième ordre [13].

En général, on peut concentrer les efforts de design de façon à minimiser l'amplitude des produits de distorsion. Pour cela, il est important de déterminer le niveau de produits de distorsion maximum permis pour obtenir un rapport signal à interférence donné.

Comme on peut le voir à la figure 3.8 l'interférence dans le canal secondaire est formée des composantes de la deuxième harmonique de la sous-porteuse stéréophonique modulée en double bande latérale à porteuse supprimée (DSB-SC). Les composantes de la bande inférieure se retrouvent donc dans la région du spectre réservée au canal secondaire.

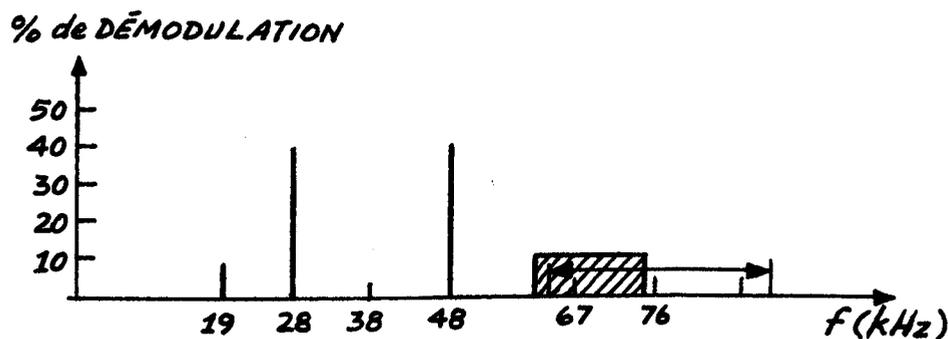


Fig. 3-8. Spectre d'interférence du canal (G - D) (modulé à 10 kHz) dans le EMCS.

A la figure 3.8, le canal stéréophonique (G - D) est modulé à 40% par un signal sinusoïdal de 10 kHz. Les composantes spectrales du canal (G - D) sont à 28 kHz et 48 kHz. Les composantes spectrales de la

deuxième harmonique de 38 kHz seront situées autour de 76 kHz, soit à 66 kHz et 86 kHz. La composante à 66 kHz est donc à l'intérieur de la bande EMCS, à 1 kHz de la sous-porteuse à 67 kHz. La figure 3.8 montre en plus la zone de fréquence couverte par l'interférence de l'harmonique à 76 kHz. L'interférence peut aussi être causée par des produits d'intermodulation centrés autour de 57 kHz (3^{ème} harmonique de 19 kHz).

Les composantes d'intermodulation tombant dans la bande du canal secondaire auront accès au discriminateur MF et se traduiront en interférence audio. Le niveau de l'interférence audio sera proportionnel au niveau d'intermodulation et peut être évalué quantitativement.

3.4.2 Influence des composantes d'intermodulation sur le signal EMCS

On peut représenter une porteuse MF non-modulée par un vecteur stationnaire comme le montre la figure 3.9.

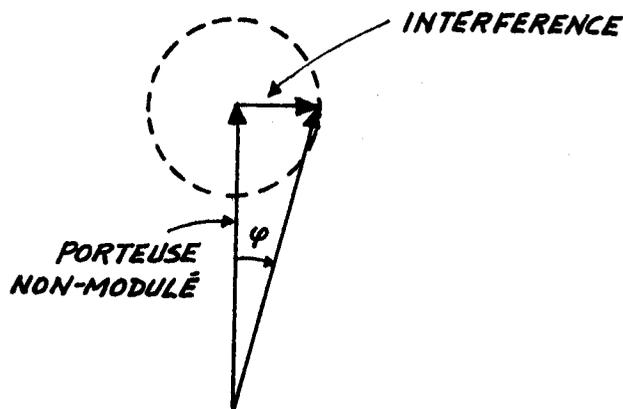


Fig. 3-9. Représentation vectorielle d'une porteuse MF et d'une composante d'interférence.

La modulation en fréquence de la porteuse a pour effet de faire tourner le vecteur dans le sens horaire ou anti-horaire par rapport à sa position d'origine. L'écart de phase est proportionnel à l'amplitude instantanée multipliée par $1/f_m$ où f_m est la fréquence du signal de modulation. Par exemple, lorsque la sous-porteuse EMCS est modulée à 100% par un signal sinusoïdal de 500 Hz avec une déviation $\Delta f = \pm 7.5$ kHz, l'écart de phase ϕ sera de $\pm 850^\circ$. Si la fréquence de modulation est de

1000 Hz, l'écart ϕ sera de 430° .

Supposons que la composante d'interférence se situe à 67.5 kHz, ce qui correspond à la composante de la bande inférieure de la deuxième harmonique du canal (G - D) modulée par un signal de 8.5 kHz. Dans ce cas, l'écart de fréquence entre la composante d'interférence et la sous-porteuse EMCS sera de 500 Hz. Cette composante peut être représentée par un vecteur de longueur correspondant à l'amplitude de l'interférence tournant à une vitesse angulaire ($2\pi \times 500$) fois plus rapidement que le vecteur représentant la porteuse. L'écart maximum que prendra la résultante par rapport à la porteuse est proportionnel au rapport d'amplitude porteuse à interférence. Si on suppose par exemple que le signal d'interférence est de -30dB par rapport à la porteuse EMCS, alors l'écart de phase maximum sera de

$$\Delta\phi = \text{arc tg} \left[\frac{1}{0.02} \right] = 1.8^\circ \quad (3.17)$$

Pour connaître l'amplitude relative de l'interférence audio à 500 Hz à la sortie du discriminateur EMCS, on compare l'écart de phase de l'interférence par rapport à l'écart de phase que donne un signal de 500 Hz modulant la porteuse EMCS à 100%, soit 850° . Dans le cas cité en exemple d'un signal à 67.5 kHz à -30dB, l'interférence audio à la sortie serait de l'ordre de -54 dB. Le tableau 3.1 présente quelques exemples numériques d'interférence à différents écarts de fréquence pour un niveau de -30dB par rapport à la sous-porteuse.

écart de f. Δf	ψ	$\psi/1.8^\circ$	$\psi/1.8^\circ$ (dB)
125	3400	2000	66
250	1700	1000	60
500	850	500	54
1000	430	250	48
2000	214	125	42
3000	142	79	38
5000	86	48	34
6000	71	39	32

Tableau 3.1: Exemples de calcul de l'interférence.

Le filtre de déaccentuation, que l'on retrouve souvent dans les systèmes EMCS, aura tendance à diminuer l'effet de cette interférence aux fréquences élevées. De plus, ces résultats ne sont qu'approximatifs et ne tiennent pas compte des non-linéarités du démodulateur et du fait que le limiteur d'amplitude aura aussi pour effet d'éliminer une partie de l'interférence.

Ces résultats démontrent que pour obtenir un rapport signal à bruit EMCS de 50dB, le rapport C/N devra être au minimum de 40 dB par rapport à la sous-porteuse EMCS, ou de -60dB par rapport à 100% de modulation de la porteuse principale. D'après les règles de la modulation stéréophonique, on module le canal (G - D) à 80%, le pilote (19 kHz) à 10% et le canal EMCS à 10%. La bande inférieure du canal (G - D) tombant dans la zone réservée au EMCS est donc au niveau de 40%. La distorsion harmonique du canal (G - D) ne peut donc pas être associée à la distorsion de chacune de ses composantes spectrales, mais on peut en tirer un ordre de grandeur du niveau permissible. En terme de pourcentage de distorsion, il faut obtenir une performance meilleure que 0,2% ou -54dB pour un objectif de S/N = 50dB dans le canal EMCS.

3.4.3 Approche analytique pour la détermination de l'effet des composantes d'intermodulation sur le signal EMCS

Soit le signal EMCS suivant:

$$s_1(t) = E_1 \sin \left(\omega_c t + \frac{D}{\mu} \sin 2\pi \mu t \right) \quad (3.18)$$

Le signal d'interférence $e(t)$ est une sinusoïde de fréquence angulaire $(\omega_c + \alpha)$ et de phase θ .

$$e(t) = E_2 \sin \{ (\omega_c + \alpha) t + \theta \} \quad (3.19)$$

La somme du signal EMCS et de l'interférence s'écrit:

$$s_1(t) + e(t) = E_1 \sqrt{1 + x^2} \cos \beta \cdot \sin \left\{ \omega_c t + \frac{D}{\mu} \sin 2\pi \mu t - \phi \right\} \quad (3.20)$$

$$\text{où: } x = \frac{E_2}{E_1} \quad (3.21)$$

$$\beta = \frac{D}{\mu} \sin 2\pi\mu t - \alpha t - \theta \quad (3.22)$$

$$\text{tg}\phi = \frac{x \sin \beta}{1 + x \cos \beta} \quad (3.23)$$

La fréquence instantanée du signal résultant sera donc [15]

$$f_i = \frac{\omega_c}{2\pi} + D \cos 2\pi\mu t + \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[\text{tg}^{-1} \frac{x \sin \beta}{1 + x \cos \beta} \right] \quad (3.24)$$

ou bien, avec (3.22),

$$f_i = \frac{\omega_c}{2\pi} + D \cos 2\pi\mu t + \frac{x \cos \beta + x^2}{1 + x^2 + 2x \cos \beta} \{D \cos 2\pi\mu t - \frac{\alpha}{2\pi}\} \quad (3.25)$$

On peut exprimer (3.25) comme:

$$f_i = \frac{\omega_c}{2\pi} + D \cos 2\pi\mu t - \frac{D \cos 2\pi\mu t - \alpha/2\pi}{\frac{\cos \beta + 1/x}{\cos \beta + x} + 1} \quad (3.26)$$

Avec (3.26), on peut calculer le niveau d'interférence au démodulateur dans le cas où le canal EMCS est perturbé par un signal sinusoïdal. Pour un canal EMCS non-modulé on aura donc

$$f_i = \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{\alpha/2\pi}{\frac{\cos \beta + 1/x}{\cos \beta + x} + 1} \quad (3.27)$$

Si la condition $x \ll 1$ est réalisée, alors (3.27) se réduit à

$$f_i = \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{x \alpha}{2\pi} \cos \beta \quad (3.28)$$

$$= \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{x \alpha}{2\pi} \cos (\alpha t + \theta) \quad (3.29)$$

$$= f_c + x f_\alpha \cos (\alpha t + \theta) \quad (3.30)$$

Le niveau de l'interférence audio est proportionnel à $x = \frac{E_2}{E_1}$ et à la fréquence du signal d'interférence f_α .

Par rapport au signal utile, on définit le rapport signal à interférence:

$$S/I = 20 \log_{10} \frac{xf_\alpha}{D} \quad (3.31)$$

où: $x = \frac{E_2}{E_1}$

$$D = \Delta f = 7,5 \text{ kHz} \quad (3.32)$$

et f_α est la différence de fréquence entre le signal d'interférence et la sous-porteuse EMCS.

On obtient finalement le résultat désiré, soit

$$S/I = x + 20 \log_{10} \frac{f_\alpha}{D} \quad (3.33)$$

où x est en dB.

A titre d'application numérique, si l'on fixe les valeurs de paramètres à $x = 30\text{dB}$, $f_\alpha = 500 \text{ Hz}$ et $D = 7,5 \text{ kHz}$

on obtient un rapport signal à interférence égal à

$$S/I = -53,5 \text{ dB} \quad (3.33)$$

ce qui est à peu près identique aux résultats présentés à la sous-section précédente avec l'approche de Bott [13].

3.5 ORIGINES POSSIBLES DES PROBLEMES RELIES AU EMCS

Les interférences du canal EMCS vers le canal stéréophonique et du canal stéréophonique vers le canal EMCS peuvent prendre origine dans les diverses parties qui composent le système d'émission et de réception. En général les causes de l'interférence sont multiples et elles demandent que l'on fasse porter notre attention sur toutes les parties du système.

Les deux préoccupations majeures de la transmission EMCS sont les suivantes [14]:

1°) Conserver la qualité du canal principal stéréophonique. L'addition d'un canal secondaire sur la porteuse MF ne doit pas avoir de conséquences sur la qualité de réception du signal stéréophonique.

2°) Assurer une bonne qualité du signal EMCS. Les normes actuelles concernant le canal secondaire sont très peu nombreuses. La réponse en fréquence, la distorsion, le rapport signal à bruit, etc. ne sont pas spécifiés par les règles actuelles. Nous définirons éventuellement des normes de performance du nouveau canal secondaire en fonction des possibilités technologiques de réalisation.

Cette section se veut une première approche du problème en fonction du système actuel. On identifie trois grandes divisions d'où peut provenir l'interférence. Ce sont l'émetteur, le récepteur et les trajets multiples. Nous allons étudier de façon qualitative chacune de ces trois parties en fonction des composantes pouvant être la cause d'un certain niveau d'interférence pour en tirer des règles de design d'un système de qualité.

3.5.1 Emetteur

La figure 3.10 montre le schéma bloc représentant les principales composantes d'un système de transmission MF stéréo avec canal secondaire.

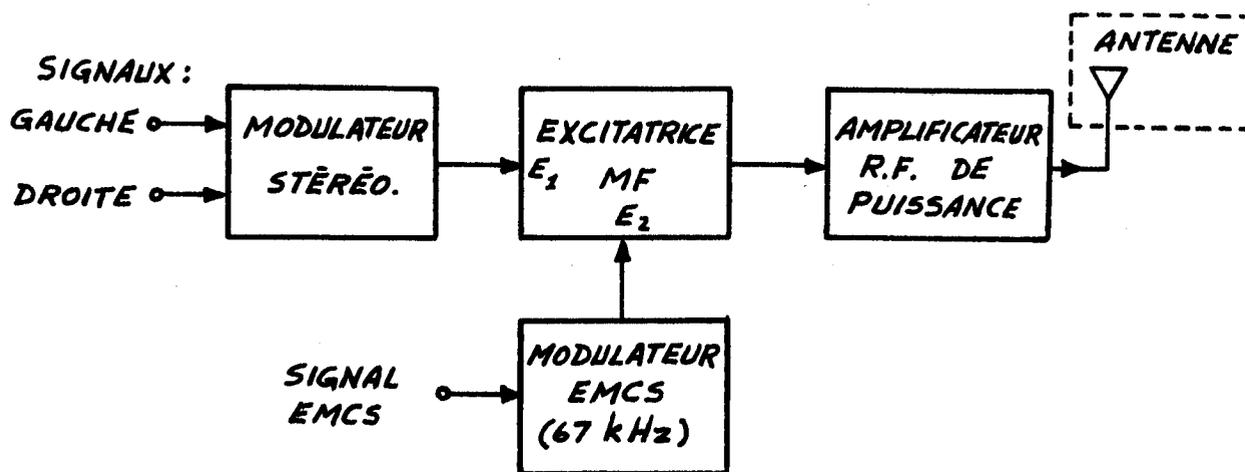


Fig. 3-10. Schéma bloc d'un système de transmission MF stéréo avec canal secondaire EMCS.

L'émetteur a été divisé ici en cinq parties qui sont le modulateur stéréophonique, le modulateur EMCS, l'excitatrice MF, l'amplificateur de puissance et l'antenne. Nous allons voir les caractéristiques importantes de chacune de ces composantes pour un système devant accommoder un canal secondaire EMCS.

a) Modulateur stéréophonique:

Le modulateur stéréophonique sert à former le signal composite stéréophonique contenant l'information (G + D), une fréquence pilote à 19 kHz et une sous-porteuse à 38 kHz modulée en double bande latérale à porteuse supprimée par l'information (G - D). Il arrive que l'on retrouve à la sortie du modulateur stéréophonique des harmoniques du pilote et de la sous-porteuse (3^{ème} harmonique (3p) à 57 kHz et 4^{ème} harmonique (4p) à 76 kHz. Le modulateur peut donc être à l'origine de distorsions harmoniques sans conséquence pour une bonne transmission stéréophonique, mais pouvant former des groupes d'intermodulation lors

d'une transmission stéréophonique avec un canal secondaire EMCS à 67 kHz.

Dans le cas d'une transmission avec canal secondaire, il est aussi très important que les signaux G et D, formant les entrées du modulateur stéréophonique, ne dépassent pas la largeur de bande permise de 15 kHz. Dans le cas contraire, le signal composite pourrait dépasser la largeur de 53 kHz allouée à cette fin et ainsi donner naissance à de l'intermodulation linéaire dans le canal secondaire EMCS (linear crosstalk). Il faut donc s'assurer que les signaux G et D soient proprement filtrés à 15 kHz et que la sortie du signal composite stéréophonique soit elle aussi filtrée à 53 kHz. On évitera ainsi les problèmes de chevauchement des spectres du signal composite stéréo et du canal secondaire EMCS.

b) Modulateur EMCS: (SCMO Modulator)

La technologie moderne nous permet d'obtenir un modulateur MF d'une grande linéarité et à peu de frais. Le problème le plus délicat du modulateur EMCS serait plutôt au niveau du filtre passe-bande (centré à 67 kHz pour le système actuel) placé à la sortie du modulateur. Ce filtre doit idéalement présenter des caractéristiques de phase et d'amplitude linéaires dans la bande passante.

Le signal EMCS, comme dans le cas du modulateur stéréophonique, doit être filtré pour éviter des dépassements de la bande permise.

c) Modulateur MF: (FM direct exiter)

Le modulateur MF peut être la source d'intermodulation (surtout du 3p et 4p) s'il offre une caractéristique de transfert non-linéaire. Le problème de non-linéarité du modulateur se présente surtout dans le cas d'un modulateur MF conçu pour la transmission stéréophonique, auquel on ajoute un canal secondaire. L'addition de ce canal secondaire augmente la largeur de bande du signal composite et, par le fait même, les exigences de linéarité du modulateur MF. Il n'y a cependant pas de problème avec la technologie moderne pour obtenir des caractéristiques de linéarité suffisante sur une largeur de bande aussi grande que 100 kHz.

d) Amplificateur RF et antenne de transmission

A l'étage de puissance, les problèmes majeurs sont la non-linéarité de phase de l'amplificateur, la mauvaise adaptation de l'antenne à l'amplificateur, un "VSWR" trop élevé et une largeur de bande de l'antenne insuffisante. Toutes ces difficultés ne se posent pas uniquement cependant dans le seul cas de la modulation d'un canal secondaire. Ce sont des règles générales qui influencent de façon sensible la qualité du signal MF transmis. Par contre, l'addition d'un canal secondaire augmente, comme dans le cas du modulateur MF, les exigences de qualité de l'étage de puissance. La largeur de bande plus grande du signal composite total (stéréo + EMCS) demande une grande linéarité, une meilleure adaptation et surtout une largeur de bande de l'antenne suffisamment grande. Si on ajoute un canal secondaire sur une porteuse MF stéréophonique déjà en opération, il faudra s'assurer, par des mesures adéquates, du bon fonctionnement du système de transmission.

3.5.2 Récepteur

Le récepteur est certainement la partie de la chaîne de transmission et de réception MF la plus souvent responsable, d'une certaine façon, des problèmes d'interférence par intermodulation. Certains récepteurs MF commerciaux que l'on retrouve sur le marché canadien sont particulièrement sensibles à l'intermodulation. Ce ne sont souvent que des problèmes d'alignement des étages RF ou IF. Par contre, certains de ces récepteurs comportent des défauts de conception et ne répondraient pas à des normes plus sévères. L'utilisation par le radiodiffuseur d'un canal supplémentaire EMCS peut causer pour les récepteurs de l'interférence audible.

La figure 3.11 montre le bloc diagramme des principales composantes d'un récepteur MF stéréophonique avec démodulateur EMCS (plus détaillée que celui présenté au chapitre II). Les interférences par intermodulation ne trouvent pas leur origine dans une partie spécifique du récepteur mais peuvent être causées par chacun des étages. Certains

étages sont cependant plus propices à la création de phénomènes d'intermodulation.

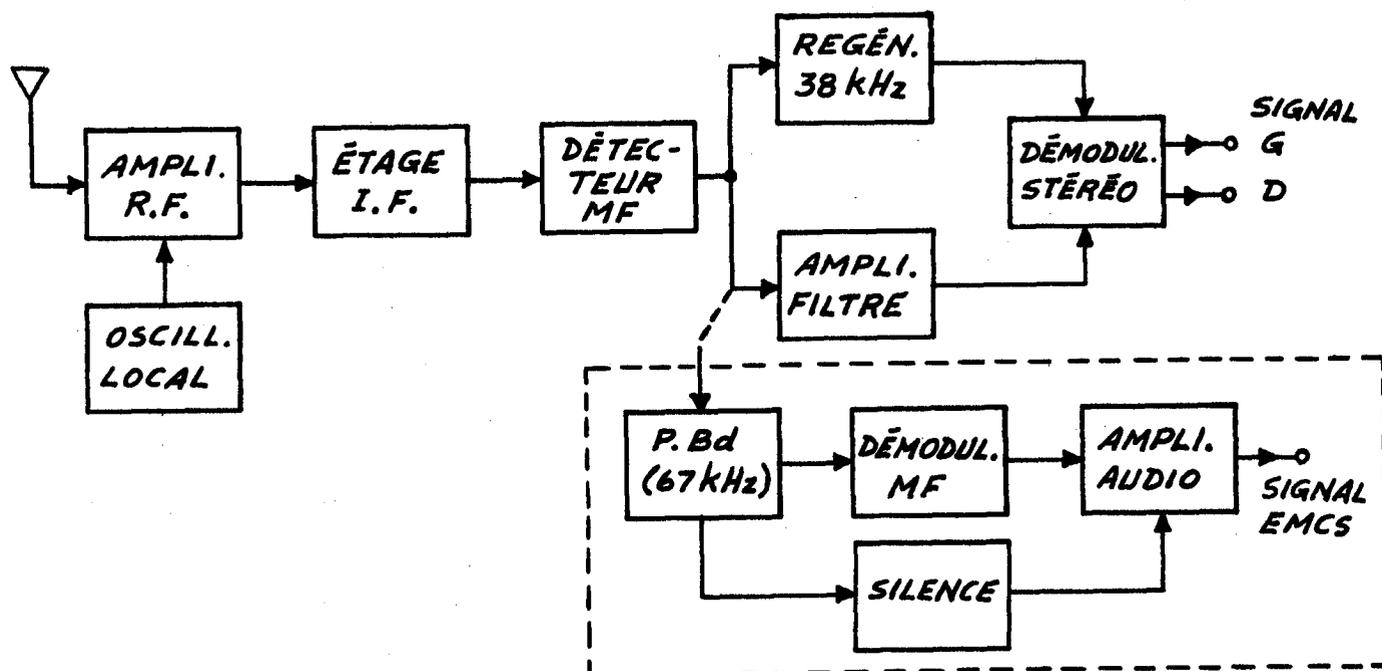


Fig. 3-11. Récepteur MF et EMCS.

Nous passons en revue chacun des étages composant un récepteur MF stéréophonique et EMCS pour faire ressortir leurs éventuelles faiblesses. Ce ne sont là que des considérations qualitatives; une étude plus approfondie des caractéristiques et des performances essentielles à un récepteur de qualité devrait faire l'objet de travaux ultérieurs.

a) Amplificateur RF

L'amplificateur RF peut souvent être la cause d'une distorsion importante, le problème majeur étant relié au phénomène de saturation. Cela se produit surtout pour les amplificateurs utilisant des transistors bipolaires à l'étage RF. Des signaux radio-fréquences de niveaux élevés peuvent saturer le transistor à l'entrée et ainsi transformer l'amplificateur RF en mélangeur. La technologie du JFET et du transistor MOSFET a cependant grandement diminué le problème de saturation.

D'autres problèmes fréquents sont la linéarité de l'amplificateur RF et l'adaptation de l'antenne à l'amplificateur. Ces deux derniers problèmes sont surtout fonction de la qualité du récepteur et de l'installation chez l'utilisateur.

b) Etage IF

Une symétrie parfaite de l'amplificateur-limiteur est très importante afin d'éviter les phénomènes de conversion d'amplitude à phase et d'intermodulation. Cette composante se retrouve de plus en plus souvent sous la forme de circuit intégré ce qui en améliore grandement la qualité moyenne. Les filtres passe-bande IF sont aussi d'une très grande importance. Il existe actuellement une variété de techniques permettant d'obtenir des filtres IF avec des caractéristiques très satisfaisantes mais dont le coût reste encore élevé par rapport aux circuits intégrés.

c) Démodulateur MF

Les principales caractéristiques du démodulateur sont une largeur de bande suffisamment grande (~75 kHz) et une grande linéarité sur toute la bande. La technologie du circuit intégré a amené sur le marché des démodulateurs MF dont les performances sont de plus en plus satisfaisantes.

d) Circuit régénérateur de 38 kHz

Il arrive souvent que le circuit régénérateur de 38 kHz, servant à doubler la fréquence du pilote (19 kHz) et à l'amplifier pour le démodulateur stéréophonique, génère à un niveau assez important une 2^{ème} harmonique à 76 kHz. Ce signal à 76 kHz, en présence de 67 kHz du canal secondaire, produira par intermodulation, une interférence à 9 kHz dans le canal stéréophonique.

e) Démodulateur stéréophonique

Certains récepteurs MF stéréophoniques utilisent des démodulateurs stéréophoniques à commutation en onde carrée. Ce type de démodulateur stéréophonique est souvent riche en troisième harmonique du pilote à 19 kHz ($3p = 57$ kHz). Ce signal à 57 kHz peut produire une interférence audio à 10 kHz du canal stéréophonique par battement avec le 67 kHz du canal secondaire. L'addition d'un filtre EMCS situé avant le démodulateur stéréo est une façon indirecte d'éliminer ce problème. Le filtre EMCS idéal aurait une bande passante de 53 kHz et une atténuation infinie entre 60 et 75 kHz. Un filtre offrant de telles caractéristiques s'avère très coûteux à produire et cela entraîne des compromis plus ou moins heureux. Souvent certains récepteurs, même à des prix assez respectables, possèdent de très mauvais filtres EMCS. La technologie du circuit intégré permet maintenant d'introduire à un prix minime des démodulateurs stéréophoniques à "phase lock loop" offrant de très bonnes caractéristiques de réjection de l'EMCS et une excellente séparation stéréophonique.

3.5.3 Trajets multiples

Le problème des trajets multiples est traité séparément puisqu'il est indépendant de l'émetteur et du récepteur. Les trajets multiples sont une cause importante de distorsion surtout pour la transmission stéréophonique. Ce problème ne concerne donc pas spécifiquement le canal EMCS mais est propre à la transmission dans la bande MF.

Il est cependant important de connaître l'influence du multiplexing d'un canal EMCS sur le niveau de distorsion causé par les trajets multiples. L'article de Ohara [11] traite de la diaphonie (crosstalk) causée par les trajets multiples en modulation MF stéréophonique avec canal secondaire. L'analyse du "crosstalk" est faite à partir de simulations sur ordinateur numérique et cherche à démontrer l'influence du canal secondaire. On sait déjà que les problèmes de trajets multiples sont beaucoup plus sévères en stéréophonie qu'en monophonie.

Il n'est donc pas surprenant que le multiplexing d'un canal secondaire EMCS aura tendance à détériorer davantage la situation.

D'après les conclusions de Ohara, le multiplexing d'un canal EMCS peut causer de sévères problèmes de "crosstalk" dûs aux trajets multiples surtout pour des délais de propagation assez longs ($\approx 20\mu\text{s}$). Le rapport signal à interférence nécessaire pour supprimer le "crosstalk" serait de 20dB pour un délai de $5\mu\text{s}$ et de 30dB pour un délai de $30\mu\text{s}$.

Ceci ne constitue pas, à notre avis, un obstacle majeur à l'utilisation d'un canal secondaire. Cependant, dans les milieux où le problème est déjà important avec un canal stéréophonique, on devrait faire preuve d'une certaine prudence lors de l'addition d'un canal secondaire EMCS. Nous projetons d'ailleurs d'effectuer certains essais sur les ondes d'une station locale à Québec, une ville très touchée par le problème des trajets multiples, afin de mesurer l'influence du canal secondaire. Ces mesures seraient effectuées dans le cadre d'une entente entre les autorités de l'université, propriétaire de la station, et les contractants.

3.6 CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre, nous avons donc cherché à présenter, selon un ordre qui nous apparaissait logique, les éléments suivants: après l'introduction de la notion de bruit d'intermodulation, nous présentons brièvement trois méthodes de mesure dont chacune présente une facette intéressante dans la pondération de ce bruit. Par la suite, nous appliquons cette notion générale au cas particulier du signal composite MF comportant tous les éléments autorisés entre 50 Hz et 75 kHz.

On s'intéresse d'abord au transfert d'information du canal secondaire dans le canal principal et on montre de façon analytique comment cette information non-désirée sera transformée pour se retrouver au niveau audio proprement dit (gauche et droite).

La dernière étape se veut une évaluation quantitative de transfert indésirable d'information du canal principal dans le canal EMCS. Un exemple numérique y est présenté. Notons ici que cet aspect du problème n'est généralement pas une préoccupation chez les concepteurs et réalisateurs de récepteurs MF.

Enfin, on effectue un survol rapide des sources d'intermodulation au niveau de chacun des organes retrouvés dans un réseau complet MF.

Il ressort de tout cela que dans le processus d'évaluation des niveaux d'intermodulation, nous nous devons de considérer globalement le système de communications, les mesures étant toujours effectuées en bande de base, à l'entrée comme à la sortie du dit système.

Ce n'est que dans le cadre de la phase subséquente qu'il nous faudra évaluer la qualité de chacun des organes de transmission et de réception et définir des normes minimales qui feront de l'ensemble un système multiplexe de communications MF d'une qualité déterminée.

Chapitre 4

Evaluation Expérimentale

4.1 INTRODUCTION

Les phénomènes d'intermodulation dans plusieurs systèmes de communications MF ont fait l'objet d'une analyse approfondie en laboratoire. Les composantes, pièces d'équipement et instruments de mesures utilisées seront présentés au fur et à mesure tout au long de ce chapitre. Les conditions dans lesquelles l'expérimentation s'est déroulée seront aussi bien définies. L'on comprendra que l'expérience acquise tout au long de ce processus d'analyse et d'évaluation sera d'un grand secours lors de la mise en oeuvre de la deuxième étape, soit celle de la conception d'un récepteur EMCS.

4.2 DESCRIPTION DES RECEPTEURS UTILISES

Les essais pour mesurer l'influence du canal secondaire sur la réception stéréophonique et monophonique du canal principal ont été effectués avec trois récepteurs de qualités différentes. Le récepteur JVC est un appareil nonophonique de bonne qualité et le Sony de qualité plutôt moyenne. En résumé, les caractéristiques principales des récepteurs utilisés sont les suivantes:

- 1) JVC, modèle JTV-77, synthonisateur stéréo de haute gamme
 - étage RF à FET
 - filtres IF céramique à deux étages
 - circuit démodulateur MF avec PTL (phase tracking loop)
 - circuit de contrôle automatique de synthonisation.
- 2) Advent, modèle 400, récepteur de table monophonique
 - étage RF à FET
 - filtres IF-LC à deux étages
 - démodulateur à détecteur de rapport.
- 3) Sony, modèle ICF-9530 W, récepteur de table monophonique
 - étage RF à transistors bipolaires
 - filtres IF céramique
 - démodulateur à détecteur de rapport.

Les circuits détaillés des récepteurs sont présentés à l'appendice A.

Pour les essais sur la réception du canal secondaire EMCS nous avons utilisé, dans une première phase, deux modèles de démodulateurs vendus en "kit" sur le marché des amateurs d'électronique. Ce sont des circuits très rudimentaires utilisant un circuit intégré LM-565 PLL. Ces circuits sont les suivants:

- 1) SWTP (Southwest Technical Products): "SCA demodulator".
Circuit démodulateur du canal secondaire à 67 kHz utilisant le circuit intégré LM565. Il utilise comme signal d'entrée le signal composite à la sortie du discriminateur de fréquence d'un récepteur MF.
- 2) G.I. (Graymark International): "CFM decoder". Circuit démodulateur du canal secondaire EMCS à 67 kHz utilisant le circuit intégré LM-565. L'entrée de ce décodeur est reliée à l'étage IF d'un récepteur MF. Il utilise un circuit intégré LA-1150 pour démoduler le signal composite.

Les circuits de ces deux unités sont présentés à l'appendice B.

Dans une deuxième phase, nous avons fait l'acquisition d'un système de modulation stéréo et EMCS produit par la compagnie McMartin Industries de Omaha, Nebraska. Le système de modulation est complété par un récepteur EMCS spécialement conçu pour la réception du canal secondaire à 67 kHz. Le récepteur McMartin modèle TR-55D n'est pas synthonisable de l'extérieur, la fréquence de synthonisation étant fixée par un oscillateur à cristal. Il utilise un circuit appelé PTD (Precise Tracking Decoder) et un étage RF à D-MOS. Les filtres IF sont de type céramique et les circuits de démodulation sont des circuits intégrés de conception spéciale McMartin. La sortie du canal secondaire a une bande passante de 5 kHz. Le circuit détaillé de l'unité est présenté à l'appendice C.

4.3 REPONSE EN FREQUENCE ET LINEARITE DES RECEPTEURS MF UTILISES

Les récepteurs MF vendus sur le marché canadien présentent, on le sait, des caractéristiques très diverses. Tout en répondant aux normes exigées en modulation de fréquence, ces récepteurs MF sont de plus ou moins bonne qualité. Nous avons précédemment présenté une description technique des trois récepteurs utilisés pour fins de mesure dans le cadre de ce contrat. Nous allons caractériser ici chacun de ces récepteurs en fonction de leurs qualités principalement au niveau de l'étage IF et du discriminateur de fréquences. Pour cela nous avons fait des mesures de réponse en fréquences du discriminateur et de linéarité de l'étage IF.

4.3.1 Réponse en fréquence à la sortie du discriminateur

a) Montage expérimental

La figure 4.1 présente le montage utilisé pour mesurer la réponse en fréquences des récepteurs à la sortie du discriminateur de fréquences. Le niveau du signal de sortie est mesuré pour sept fréquences différentes allant de 400 Hz à 67 kHz. Le niveau du signal à 400 Hz est arbitrairement pris comme référence.

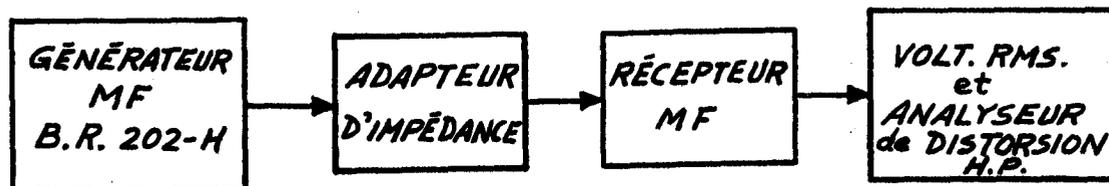


Figure 4-1. Montage utilisé pour mesurer la réponse en fréquences des récepteurs.

b) Résultats

Le tableau 4.1 donne la réponse en fréquences des récepteurs JVC-JTV77, ADVENT et SONY.

Le récepteur JVC donne une bonne réponse en fréquences jusqu'à 67 kHz, accusant une baisse maximum de 0,6 dB. Le récepteur ADVENT donne une réponse équivalente à celle du JVC jusqu'à 15 kHz, mais par contre le signal de sortie est atténué de 7 dB à 67 kHz. Le récepteur SONY a une réponse plus inégale dans la bande audio passant de 0 dB à 400 Hz à + 3.5 dB à 1 kHz pour redescendre graduellement à -0.5 dB à 15 kHz. Ceci correspond à une baisse d'environ 3 dB/décade qui se poursuit d'ailleurs jusqu'à 67 kHz où le niveau de signal de sortie est de - 2.5 dB.

f _{mod.}	JVC		ADVENT		SONY	
	A	B+THD	A	B+THD	A	B+THD
400	0 dB	0.35%	0 dB	2 %	0 dB	28 %
1 kHz	0	0.4	0	2 %	3.5	1.6%
3 kHz	-0.2	0.5	-0.2	2.8	2.5	1.7
7.5kHz	-0.3	0.5	-0.3	2.5	0.5	1.3
10 kHz	-0.2	0.65	-0.2	3.0	-0.5	1.5
67 kHz	-0.6	8.2	-0.7	3.2	-2.5	7.5

Tableau 4.1: Mesures de réponse en fréquences des récepteurs commerciaux et leur distortion harmonique totale correspondante.

où: A: rapport de l'amplitude du signal de sortie sur l'amplitude du signal à 400 Hz.

B+THD: Bruit + Distorsion harmonique totale.

référence: 0 dB à 400 Hz.

Δf : 75 kHz.

4.3.2 Linéarité

a) Montage

La linéarité de l'étage IF et du discriminateur de fréquence d'un récepteur MF sont des facteurs déterminants pour une démodulation de qualité. Ces facteurs prennent une importance encore plus grande lorsqu'on utilise un canal secondaire EMCS sur la porteuse MF accommodant déjà un canal stéréophonique. La bande passante de l'étage IF, la linéarité du discriminateur et la réponse du discriminateur caractérisent de façon assez précise le taux de distorsion d'un récepteur. Plus la largeur de bande du signal de bande de base est grande, plus les contraintes sur ces facteurs sont sévères.

Les mesures de linéarité effectuées ici servent donc à bien caractériser les trois récepteurs commerciaux utilisés. Ces mesures donnent une indication assez nette des faiblesses que peuvent avoir certains récepteurs.

Pour ces mesures, nous avons utilisé le générateur MF Sound Technology, qui possède la fonction qu'on appelle "Dual Sweep". Cette fonction consiste à moduler en fréquence la porteuse MF par un signal sinusoïdal de grande amplitude et de basse fréquence (≈ 60 Hz) et simultanément par un signal sinusoïdal de faible amplitude et de haute fréquence (~ 10 kHz).

Avec cette technique, on peut visualiser directement sur l'écran d'un oscilloscope la variation de l'amplitude du 10 kHz en fonction de la fréquence de la porteuse autour d'une fréquence centrale f_c sur laquelle le récepteur et le générateur sont synchronisés. La figure 4.2 illustre le montage utilisé.

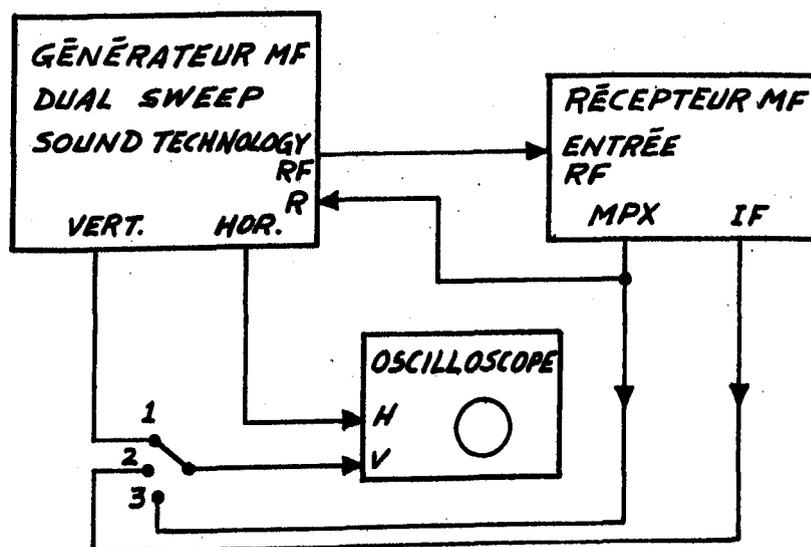


Figure 4-2. Montage pour la mesure de la linéarité de l'étage IF et du discriminateur d'un récepteur MF.

COMMUTATEUR:

Position 1 - Courbe de linéarité du discriminateur. Le rapport de la hauteur p. à p. sur la variation p. à p. représente la distorsion par intermodulation.

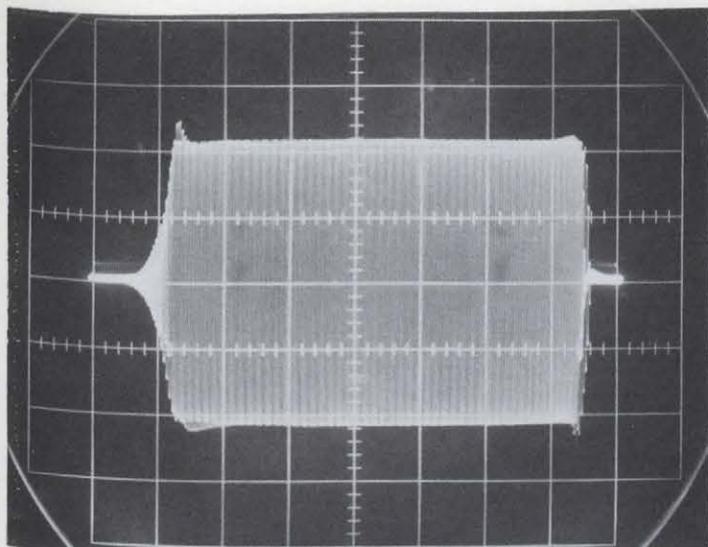
" 2 - Bande passante de l'étage IF

" 3 - Courbe de réponse du discriminateur.

Les résultats obtenus sont présentés aux figures 4.3 à 4.5 sous forme de photographies pour les récepteurs JVC, ADVENT et SONY.

4.4 MESURES AVEC LE MODULATEUR "SOUND TECHNOLOGY"

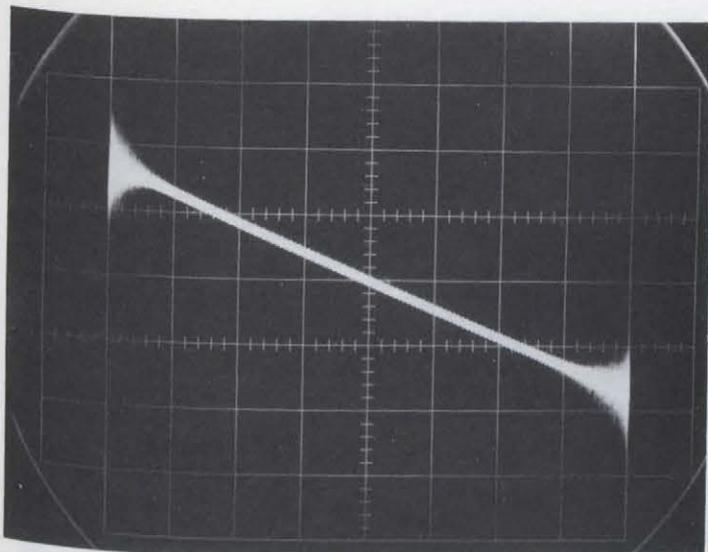
Dans le but de mesurer l'interférence pouvant exister entre le canal multiplex stéréo et le canal secondaire, nous avons effectué certaines mesures avec différents appareils de modulation et de démodulation. La première partie des mesures a été réalisée avec un modulateur MF de marque Sound Technology. Cet appareil sert en même



(a) Courbe de linéarité du discriminateur de fréquence

H : 50 kHz/div.

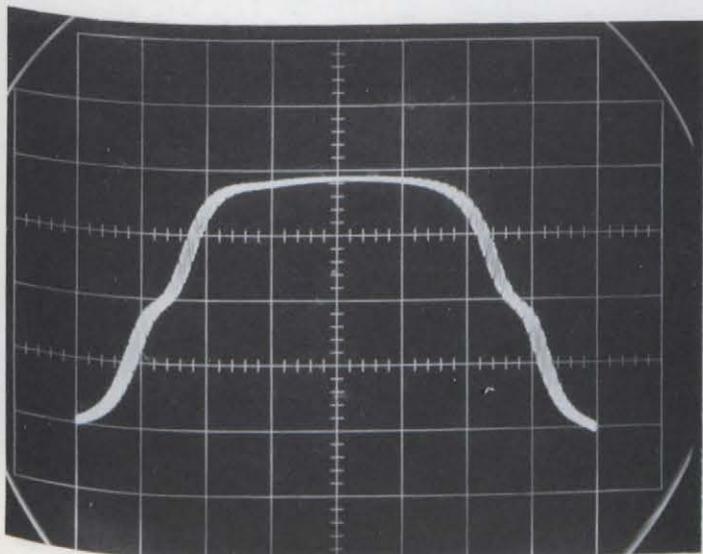
V : 0.2 V/div.



(b) Courbe de réponse du discriminateur

H : 75 kHz/div.

V : 0.5 V/div.

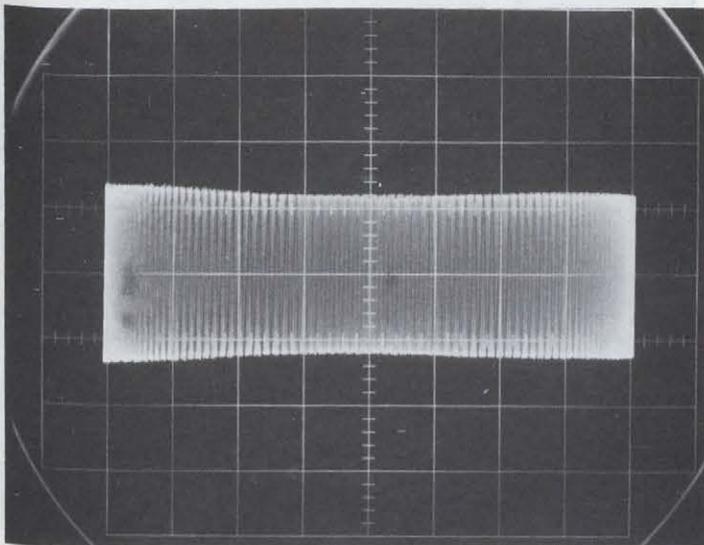


(c) Bande passante étage 1^{re}

H : 75 kHz/div.

V : 1 v./div.

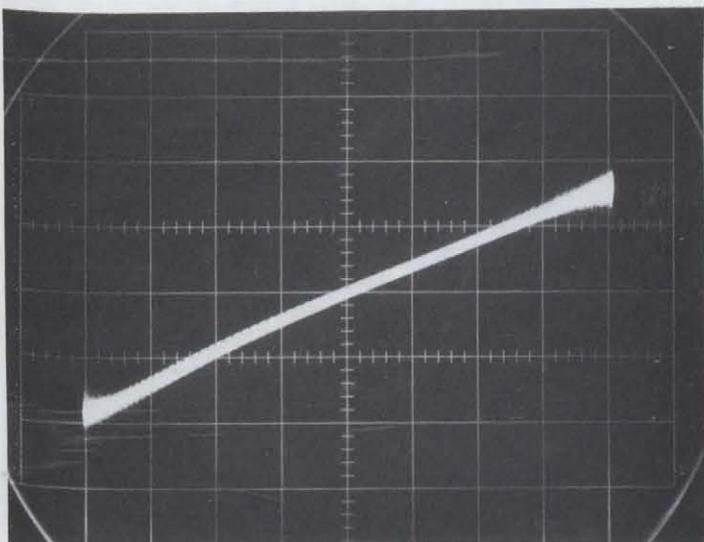
Figure 4-3. Mesures de linéarité du récepteur JVC-JTV77



(a) Courbe de linéarité du discriminateur de fréquence

H : 40 kHz/div.

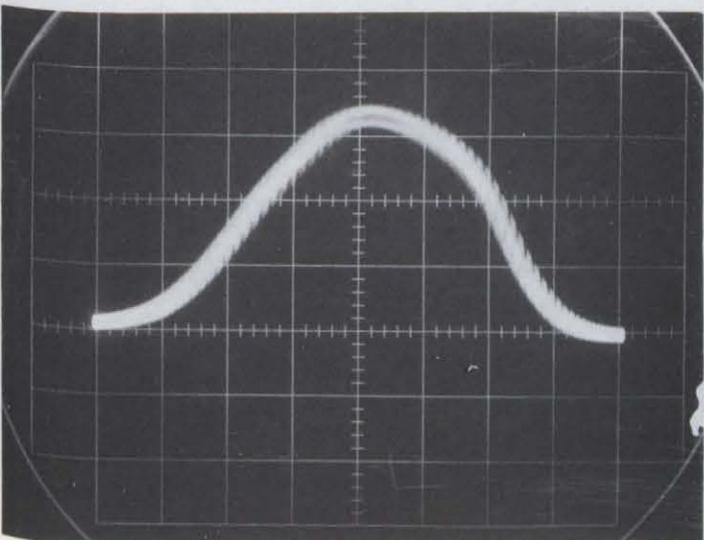
V : 0.2 v/div.



(b) Courbe de réponse du discriminateur

H : 75 kHz/div.

V : 0.5 v/div.

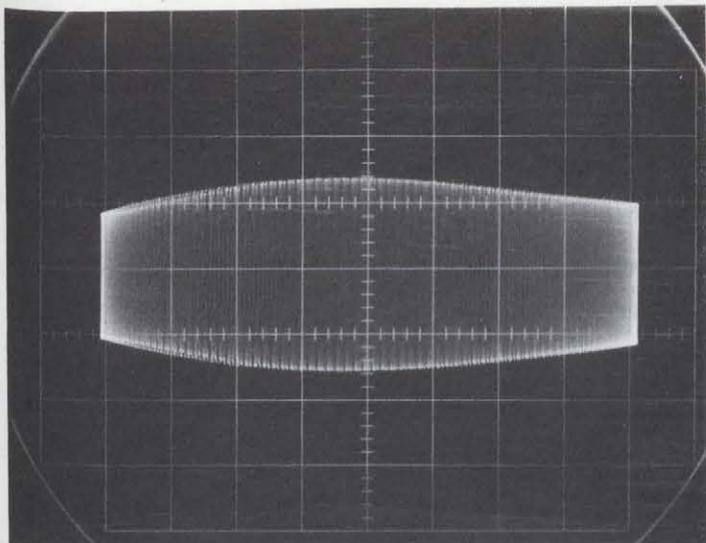


(c) Bande passante étage 1F

H : 75 kHz/div.

V : 1 v/div.

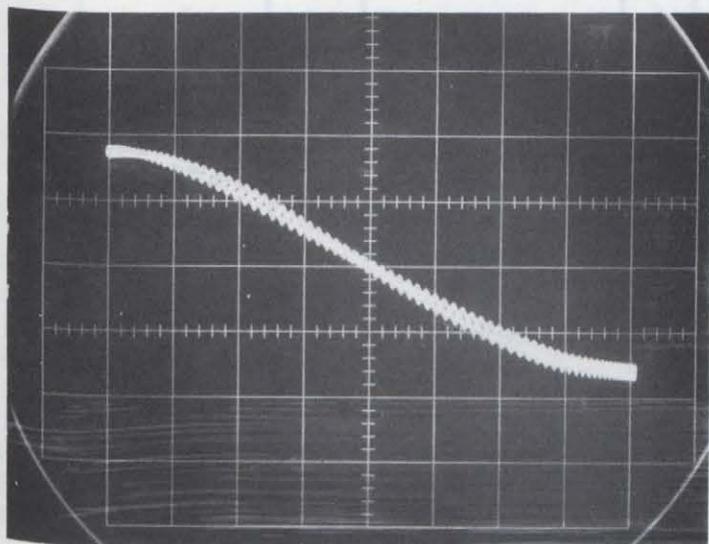
Figure 4-4. Mesures de linéarité du récepteur Advent.



(a) Courbe de linéarité du discriminateur de fréquence

H : 50 kHz/div.

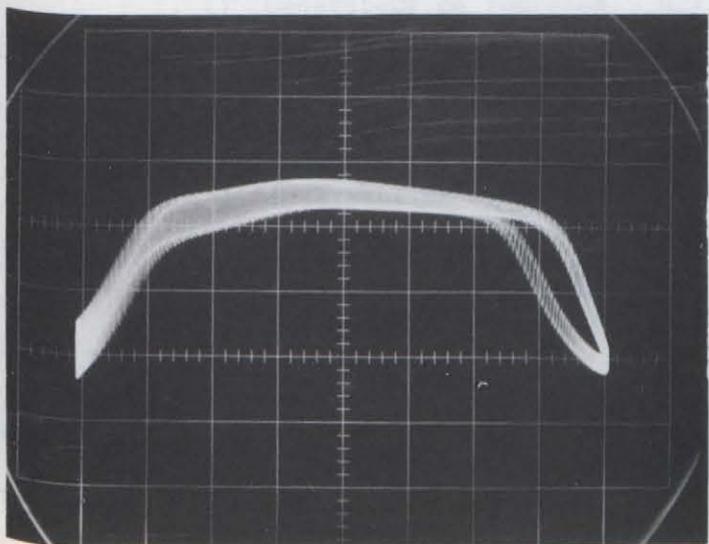
V : 0.2 v./div.



(b) Courbe de réponse du discriminateur

H : 75 kHz/div.

V : 0.5 v./div.



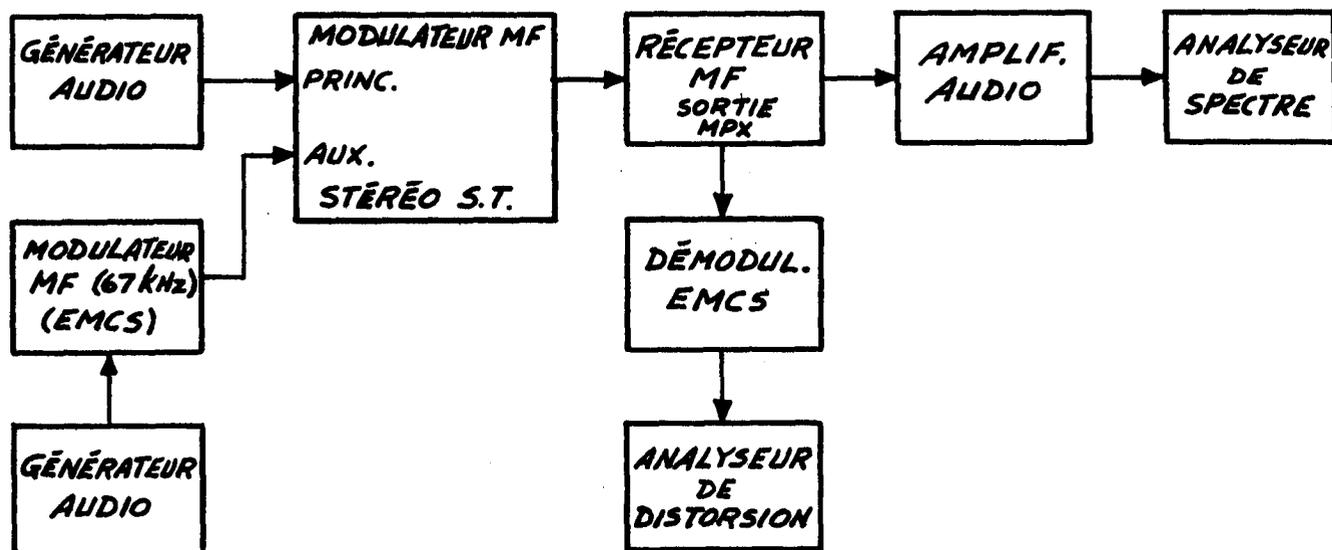
(c) Bande passante étage 1F

H : 75 kHz/div.

V : 1 v./div.

Figure 4-5. Mesures de linéarité du récepteur Sony.

temps de générateur stéréophonique produisant le signal composite avec le pilote à 19 kHz et de modulateur MF. La figure 4.6 présente le diagramme schématique du montage servant aux mesures d'interférence ainsi qu'aux mesures spectrales. Le modulateur Sound Technology ne possède pas d'entrée spécifique pour la modulation d'un canal secondaire. Nous avons utilisé à cette fin une entrée auxiliaire. Nous verrons plus loin avec les résultats obtenus sur l'analyseur de spectre que le signal de bande de base du modulateur Sound Technology possède à un niveau non négligeable des harmoniques du pilote et de la sous-porteuse à 38 kHz.



Instruments utilisés :

- 1) Générateur de fonction: H.P., modèle 203-A
- 2) Modulateur MF (EMCS - 67 kHz): EXACT, modèle 129
- 3) Générateur Audio: H.P., modèle 200-CD
- 4) Modulateur MF stéréo: Sound Technology
- 5) Analyseur de distorsion: H.P., modèle 334-H
- 6) Amplificateur audio: McIntosh, modèle Mc-275
- 7) Analyseur de spectre: H.P., modèle 141-T

En fait, cet appareil est conçu, pour usage général, pour calibrer, ajuster et réparer des récepteurs MF commerciaux.

4.4.1 Mesures d'interférence du signal EMCS dans la voie principale

Le tableau de la figure 4.2 compare le rapport signal à bruit (S/N) obtenu avec et sans canal secondaire EMCS. La première colonne donne les S/N du canal principal (canal de gauche dans le cas stéréo) dans le cas où il n'y a pas de porteuse EMCS. Le rapport S/N est défini ici par rapport au niveau du canal à 80% de modulation, ce qui représente le niveau maximum de la modulation du canal stéréo lorsque l'on a un canal secondaire. La deuxième colonne donne les rapports S/N du canal principal obtenus avec une porteuse EMCS non-modulée à 10% d'injection.

	S/N Sans EMCS	S/N Avec EMCS
JVC (STEREO)	66 dB	65 dB
ADVENT (MONO)	64 dB	64 dB
SONY (MONO)	63 dB	63 dB

Tableau 4.2: Interférence du EMCS dans le canal principal.

On observe pratiquement aucun changement dans les mesures du S/N avec ou sans porteuse EMCS. Dans le cas du récepteur JVC, on peut observer une légère différence de 1 dB. Le récepteur JVC est le seul des trois appareils mis à l'épreuve qui soit stéréophonique. Cela explique que l'on retrouve une légère interférence du EMCS puisque celle-ci se crée principalement par l'intermodulation (s-2p) à l'intérieur du canal (G - D) (réf.: chap. 2). Les récepteurs monophoniques n'utilisent que la partie du signal comprise entre 0 et 15 kHz et ne sont donc généralement pas influencés par l'interférence du (s-2p) et (s-p).

4.4.2 Mesures d'interférence causées par le canal principal dans le canal EMCS

Comme nous l'avons mentionné précédemment, nous avons

utilisé dans une première phase des démodulateurs EMCS vendus en "kit". Ces circuits de démodulation sont relativement simples et se branchent soit à la sortie du discriminateur de fréquence dans le cas du EMCS # 1 (Southwest Techninal Products), soit à l'étage IF dans le cas du EMCS # 2 (Graymark International).

Les mesures d'interférence ont été prises avec quatre signaux de bandes de base différentes. Le signal pilote à 19 kHz est présent avec une injection de 10% pour les quatre signaux. La figure 4.7 donne une description de chacun de ces signaux. La puissance du signal de modulation du canal principal est nulle pour le signal # 1 et passe à 80% dans le canal (G - D) pour le signal # 2, à 80% dans le canal (G + D) pour les quatre cas, la sous-porteuse EMCS à 67 kHz est présente sans modulation avec une injection de 10%.

Le rapport signal à bruit (référence à 100% de modulation du canal EMCS) à la sortie du démodulateur EMCS est donnée au tableau 4.3 pour les deux démodulateurs EMCS. Dans un cas, les circuits EMCS sont branchés sur le récepteur JVC et dans l'autre sur le récepteur Sony.

SIGNAUX

	1	2	3	4
EMCS # 1 - JVC	-51 dB	-32 dB	-34 dB	-36 dB
EMCS # 1 - SONY	-50 dB	-27 dB	-38 dB	-37 dB
EMCS # 2 - JVC	-51 dB	-22 dB	-27 dB	-29 dB
EMCS # 2 - SONY	-51 dB	-24 dB	-24 dB	-29 dB

Tableau 4.3: Rapport signal à bruit à la sortie du démodulateur du canal EMCS (100% de modulation)

L'interférence mesurée au niveau du démodulateur EMCS est très élevée, peu importe le récepteur MF utilisé. La qualité de la démodulation est inacceptable dans tous les cas où il y a modulation importante du canal principal. L'interférence du canal principal est d'autant plus importante que la puissance de la modulation est concentrée soit dans le

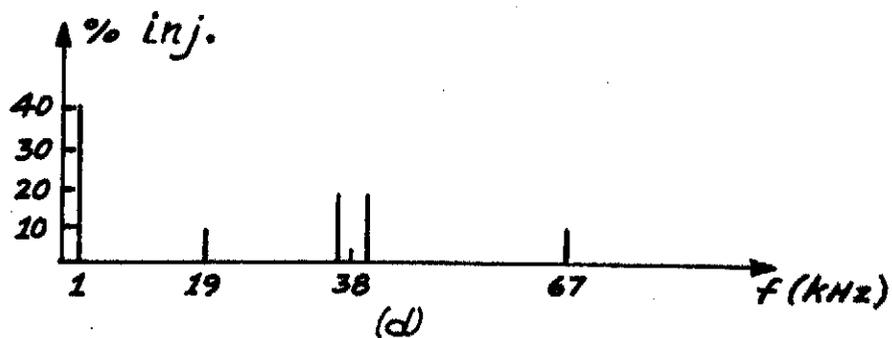
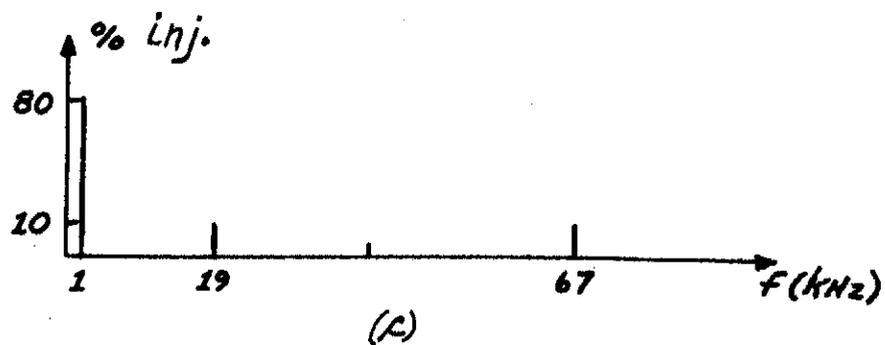
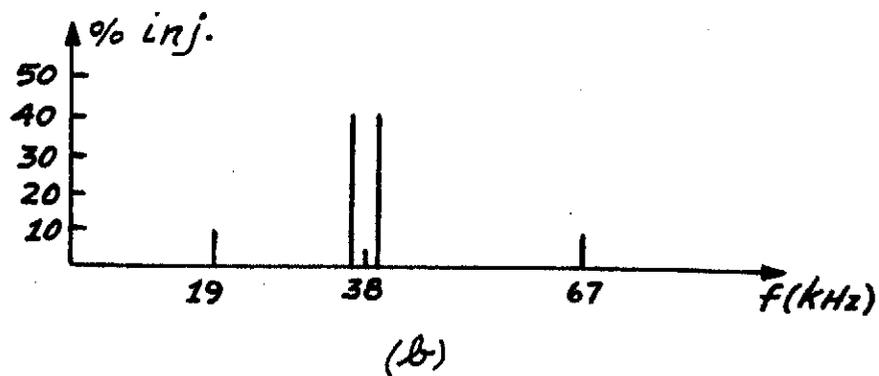
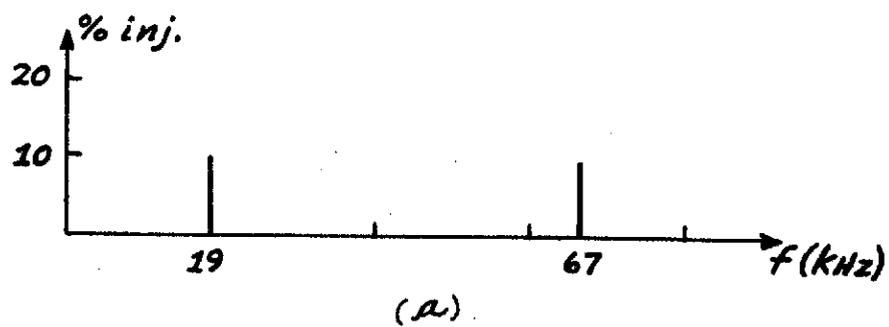


Figure 4-7. Signaux de bande utilisés pour les mesures d'interférence STEREO \rightarrow EMCS.

canal (G - D) ou dans le canal (G + D). Le circuit EMCS # 1 semble toutefois donner des résultats légèrement supérieurs au circuit EMCS # 2.

4.4.3 Mesures du spectre du signal de bande de base des récepteurs MF, JVC, Sony et Advent

La mesure du niveau d'interférence à la sortie audio des récepteurs MF et des démodulateurs EMCS nous donne en réalité très peu d'information sur l'origine des signaux d'interférence et sur leur importance relative en fonction de la modulation du canal principal et du récepteur utilisé. Pour tirer des informations plus complètes nous avons procédé à des mesures spectrales du signal composite tel qu'on le retrouve directement à la sortie du discriminateur de fréquence (voir le montage à la figure 4.8). Le signal composite à la sortie du discriminateur de fréquences devrait théoriquement (pour un système idéal) être identique au signal composite à l'entrée du modulateur de fréquence.

Les diverses perturbations que subit le signal composite dans les processus de modulation et de démodulation MF ne sont malheureusement pas dissociables. C'est-à-dire qu'il est impossible à moins de disposer d'un démodulateur idéal de déterminer si l'interférence origine du modulateur MF ou du démodulateur. Ces considérations prendront leur importance lorsque nous devrons pousser plus avant la conception d'un récepteur EMCS amélioré. Pour l'instant, nous étudions la dégradation que subit le signal composite en comparant le signal à l'entrée du modulateur à celui obtenu à la sortie du démodulateur. La figure 4.8 montre d'ailleurs à quels points dans la chaîne MF les signaux composites sont captés.

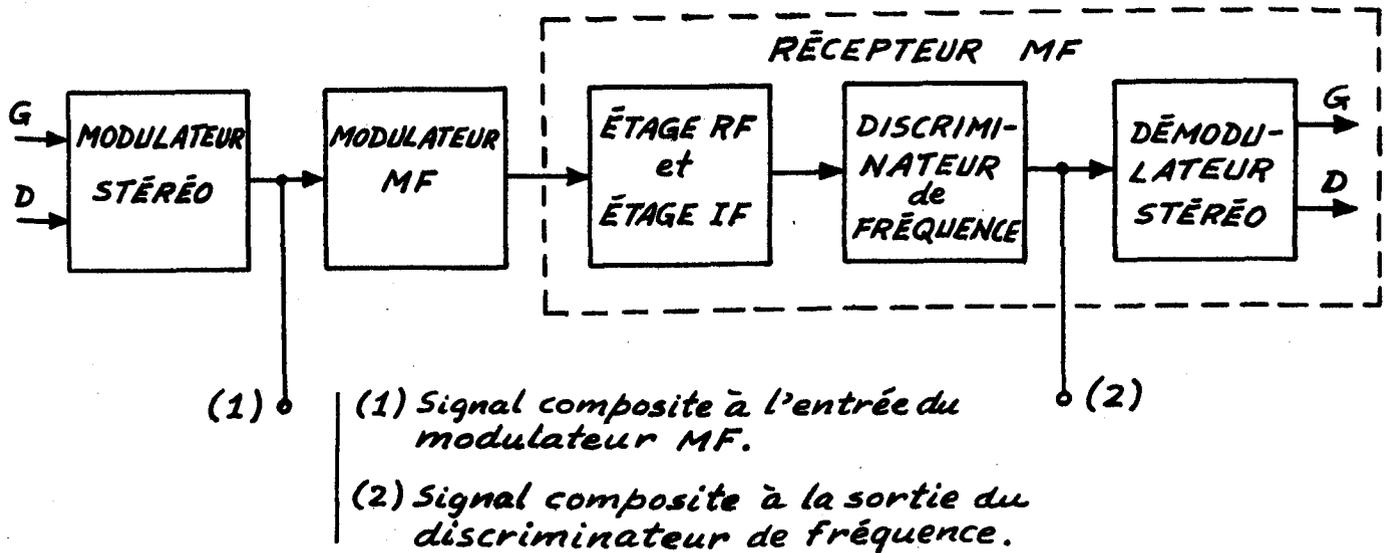
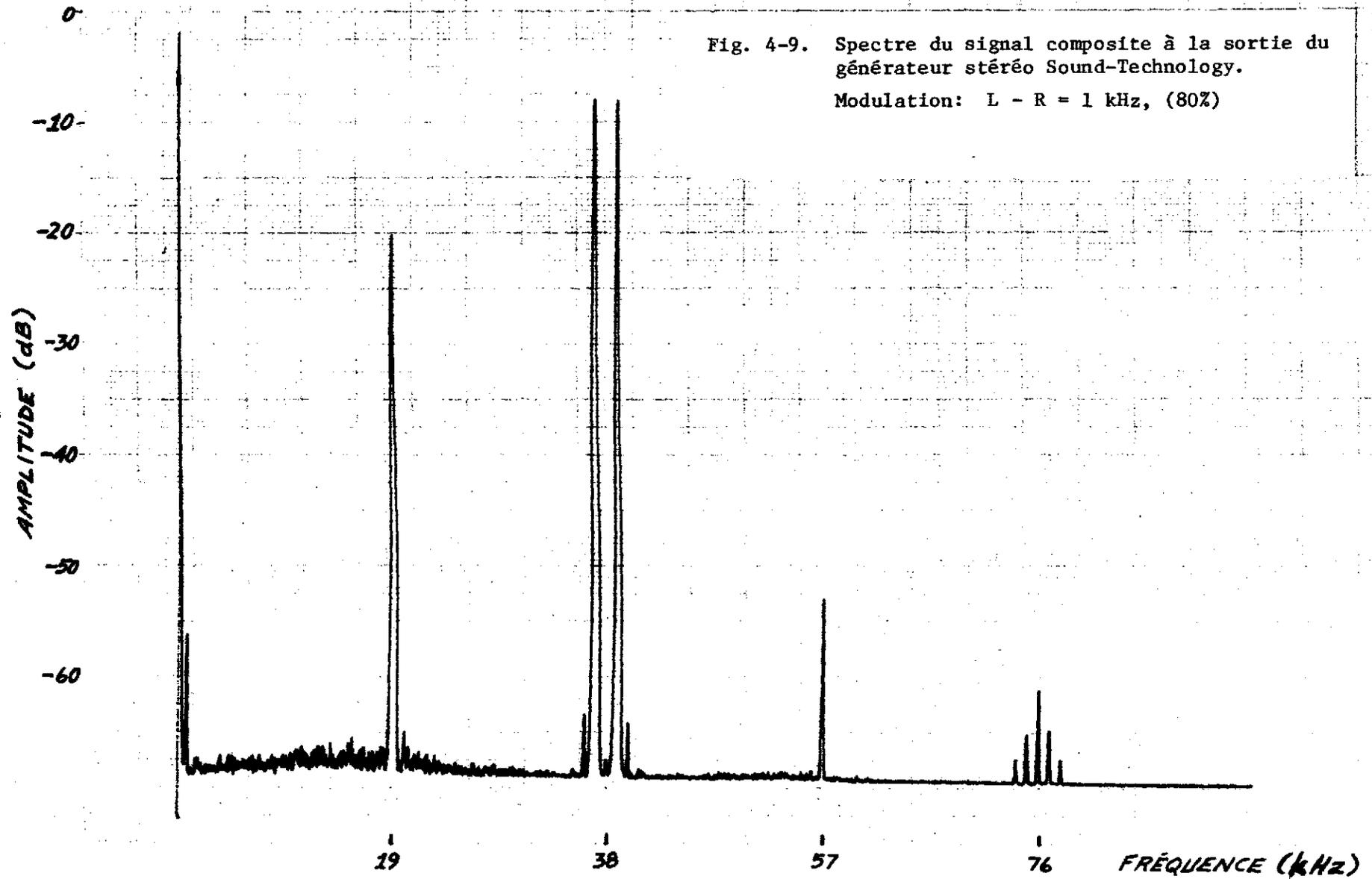


Figure 4-8. Schéma des branchements de l'analyseur de spectre.

Les spectres du signal composite du modulateur Sound Technology (réf. figure 4.8, position '1') sont présentés aux figures 4.9, 4.10, 4.11, pour trois modulations différentes. On peut voir que le signal à l'entrée du modulateur possède déjà des signaux d'interférence à 57 kHz et à 76 kHz, (figure 4.9). Ces interférences sont dues respectivement à la 3^{ème} harmonique du signal pilote à 19 kHz et au 2^{ème} harmonique de la sous-porteuse stéréo à 38 kHz. L'harmonique à 57 kHz se retrouve au niveau -53 dB sous le niveau représentant 100% de modulation tandis que l'harmonique à 76 kHz est à -61 dB. Ces deux harmoniques sont pour un modulateur d'un niveau relativement important et motiveront l'achat d'un système de modulation de meilleure qualité.

On remarque aussi la présence (figure 4.10) d'une interférence par intermodulation en (s-2p) au niveau de -62 dB sous 100% de modulation. Ce signal d'intermodulation est la principale cause de l'interférence du canal secondaire dans le canal stéréo.

Fig. 4-9. Spectre du signal composite à la sortie du générateur stéréo Sound-Technology.
Modulation: L - R = 1 kHz, (80%)



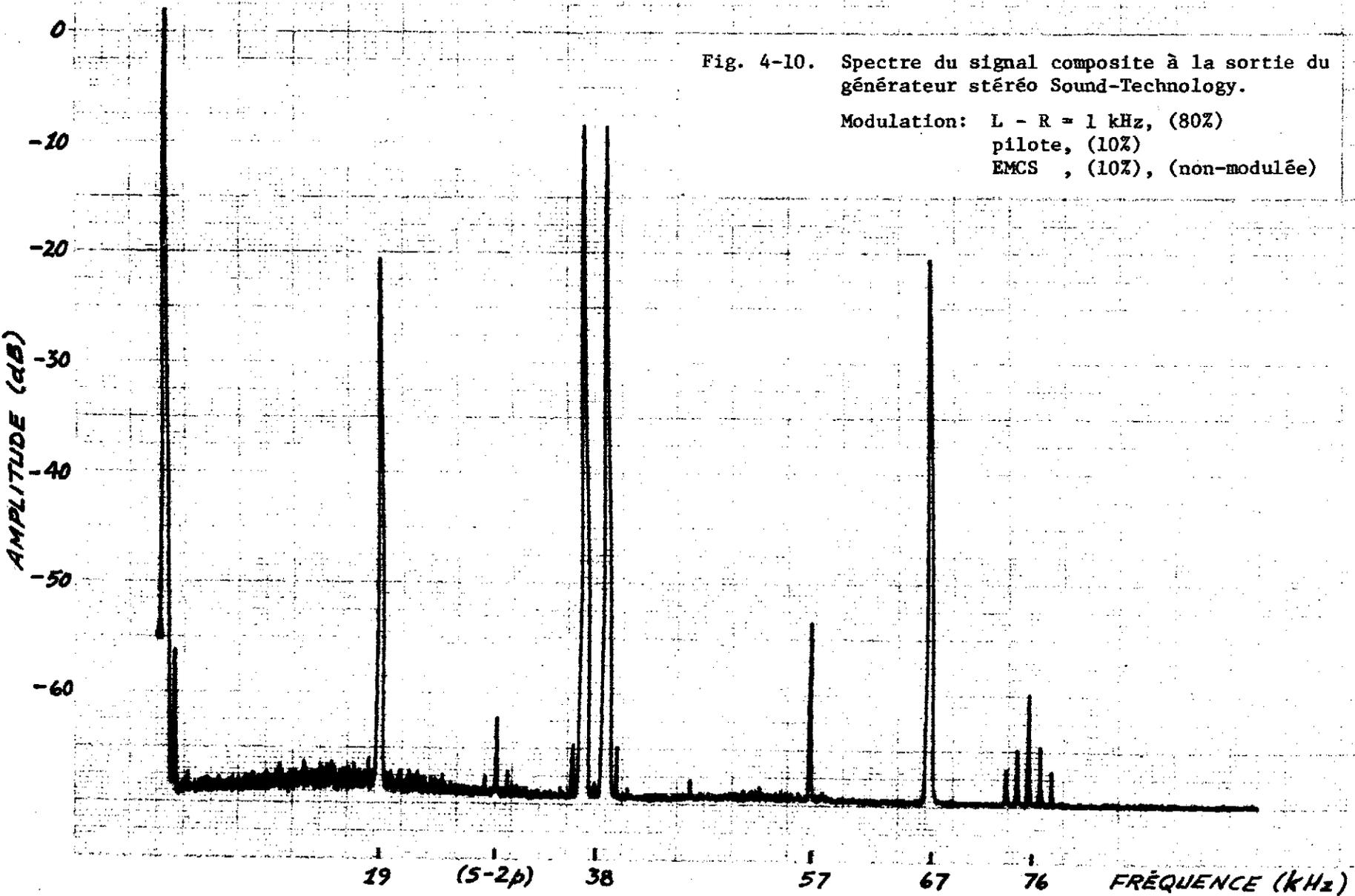
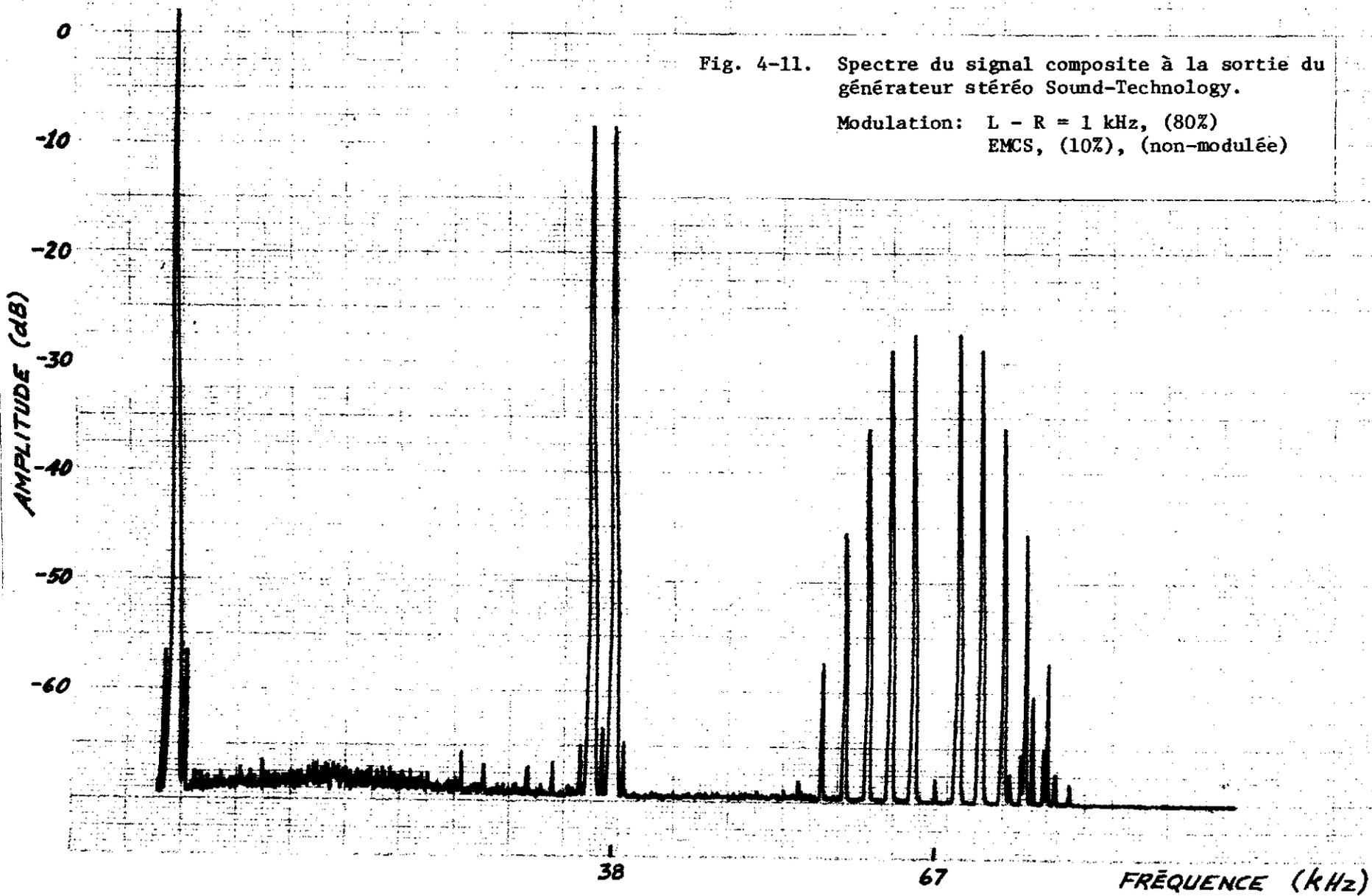


Fig. 4-10. Spectre du signal composite à la sortie du générateur stéréo Sound-Technology.

Modulation: L - R = 1 kHz, (80%)
 pilote, (10%)
 EMCS , (10%), (non-modulée)



La figure 4.11 illustre comment le spectre du canal EMCS modulé à 100% par un signal sinusoïdal à 2.5 kHz chevauche l'interférence par distorsion harmonique à 76 kHz. On remarque aussi que la composante d'intermodulation en (s-2p) a tendance à s'étendre en se divisant en plusieurs raies suivant la modulation du canal EMCS.

Les figures 4.12, 4.13, 4.14, 4.15, 4.16 et 4.17 présentent les tracés des spectres de puissance des signaux composites à la sortie des discriminateurs de fréquence des récepteurs MF, JVC, Sony et Advent et ce pour deux cas différents:

1) figures 4.12, 4.13, 4.14:

G - D = 1 kHz, injection à 80%
 pilote 19 kHz, injection à 10%
 EMCS 67 kHz, non-modulé, injection à 10%

2) figures 4.15, 4.16, 4.17:

G = 1 kHz, injection à 80%
 pilote 19 kHz, injection à 10%
 EMCS 67 kHz, non-modulé, injection à 10%.

On retrouve pour les trois récepteurs toutes les interférences que l'on avait observées au niveau du signal composite du modulateur mais à des niveaux variant en fonction du récepteur.

Fig. 4-12. Spectre du signal composite à la sortie du discriminateur du récepteur JVC

Modulation (Sound-Technology):

L - R = 1 kHz, (80%)

pilote, (10%)

EMCS, (10%), (non-modulée)

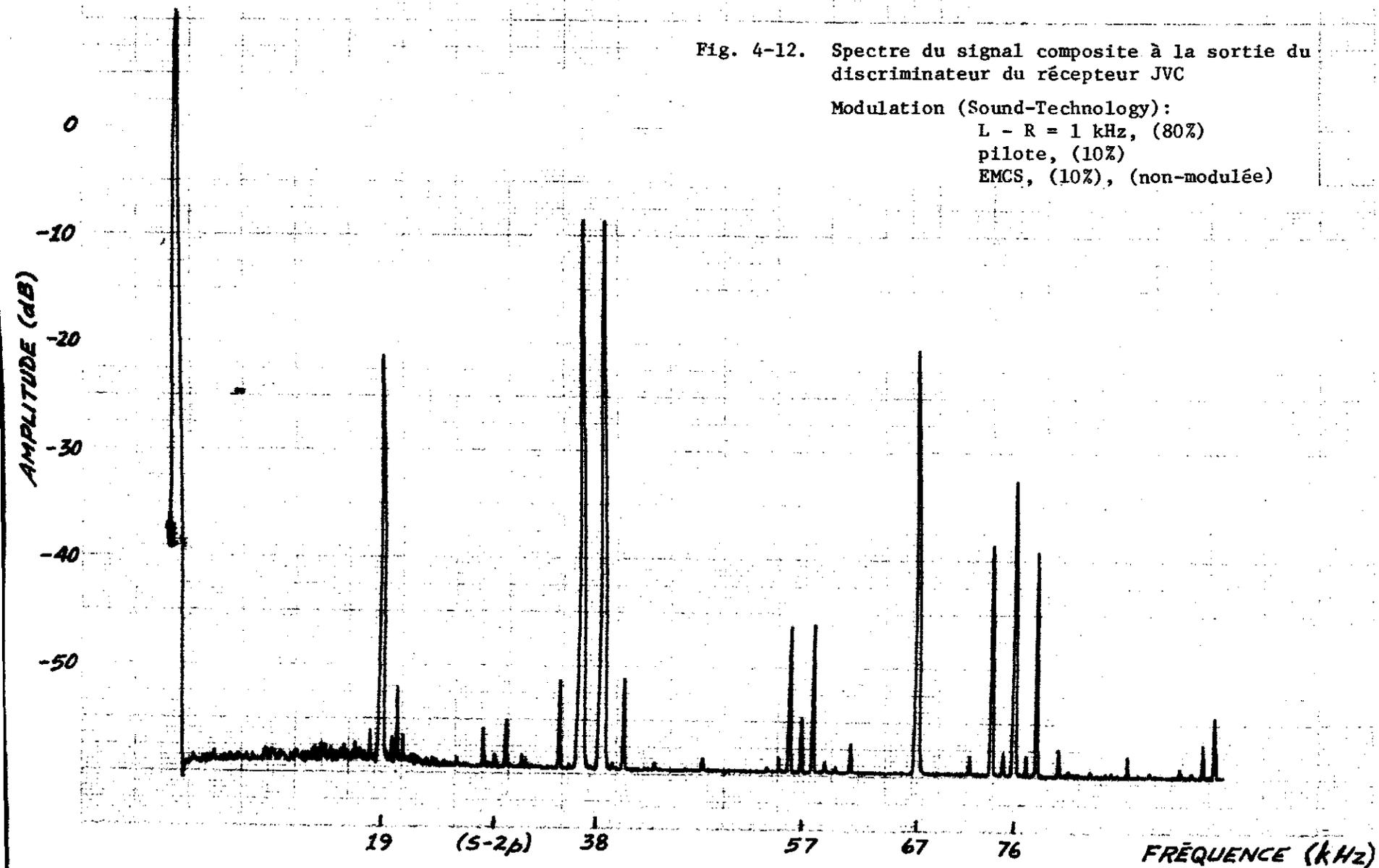


Fig. 4-13. Spectre du signal composite à la sortie du discriminateur du récepteur Sony.

Modulation (Sound-Technology):

L - R = 1 kHz, (80%)

pilote, (10%)

EMCS, (10%), (non-modulée)

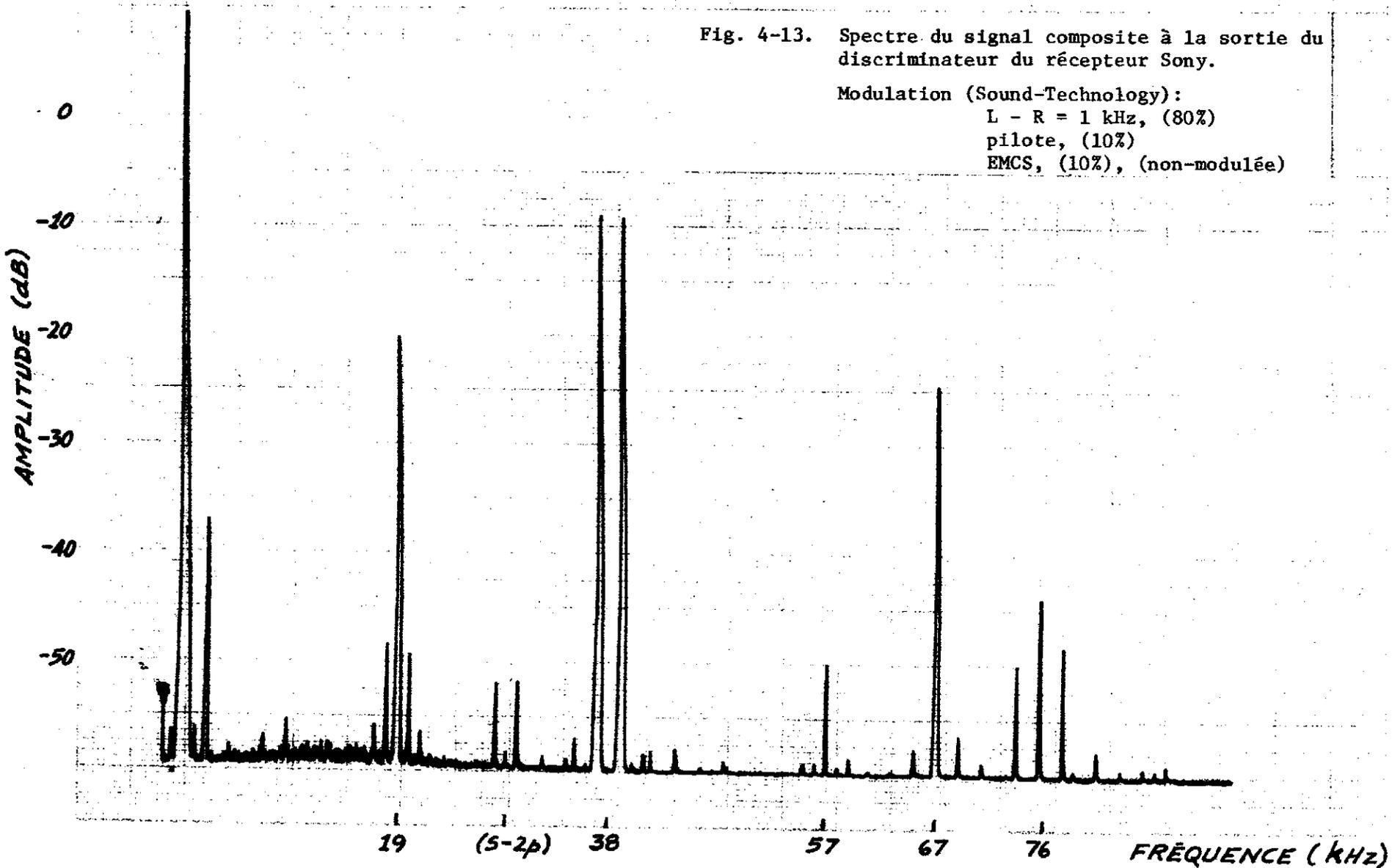


Fig. 4-14. Spectre du signal composite à la sortie du discriminateur du récepteur Advent.

Modulation (Sound-Technology):

L - R = 1 kHz, (80%)

pilote, (10%)

EMCS, (10%), (non-modulée)

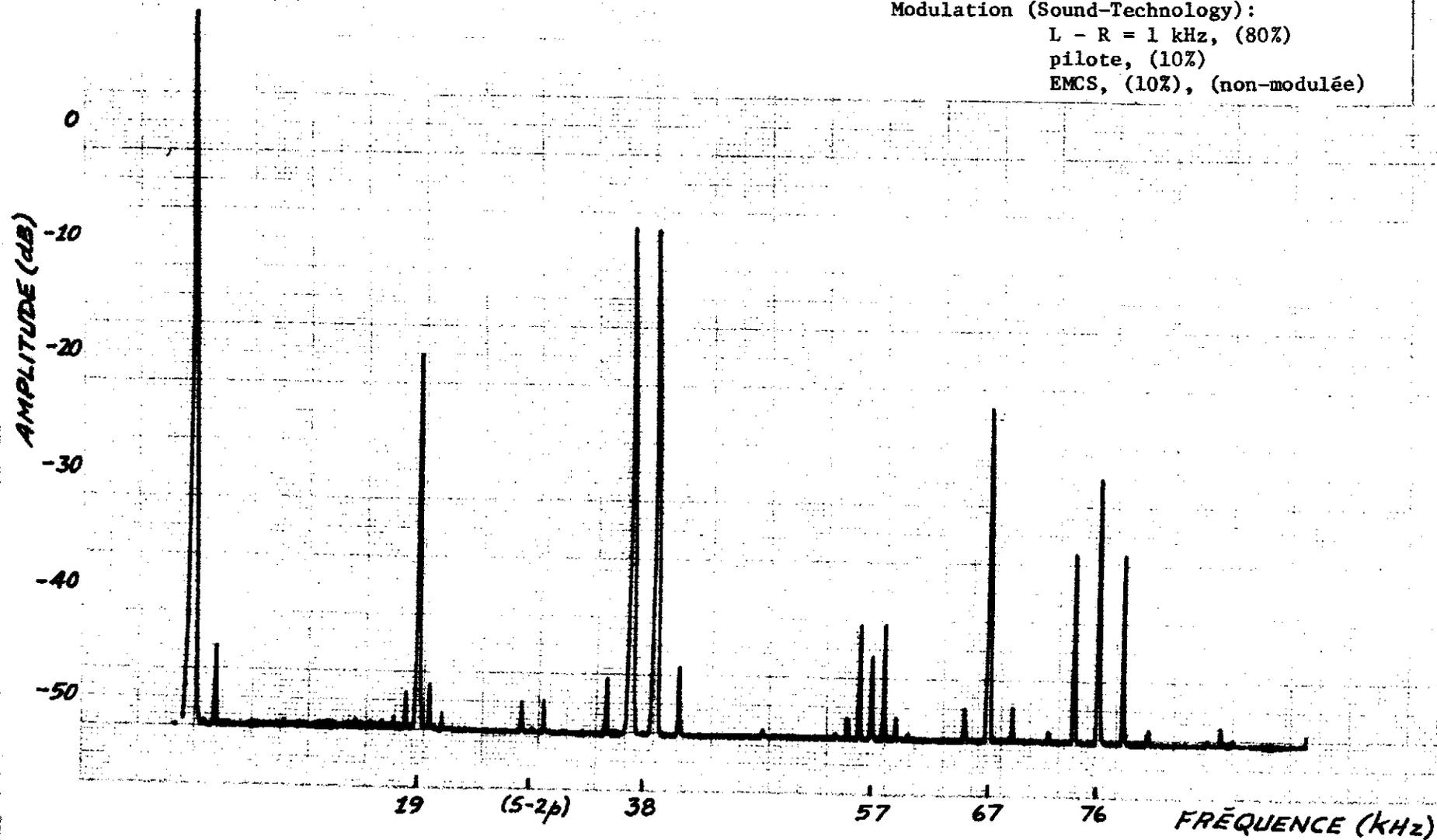
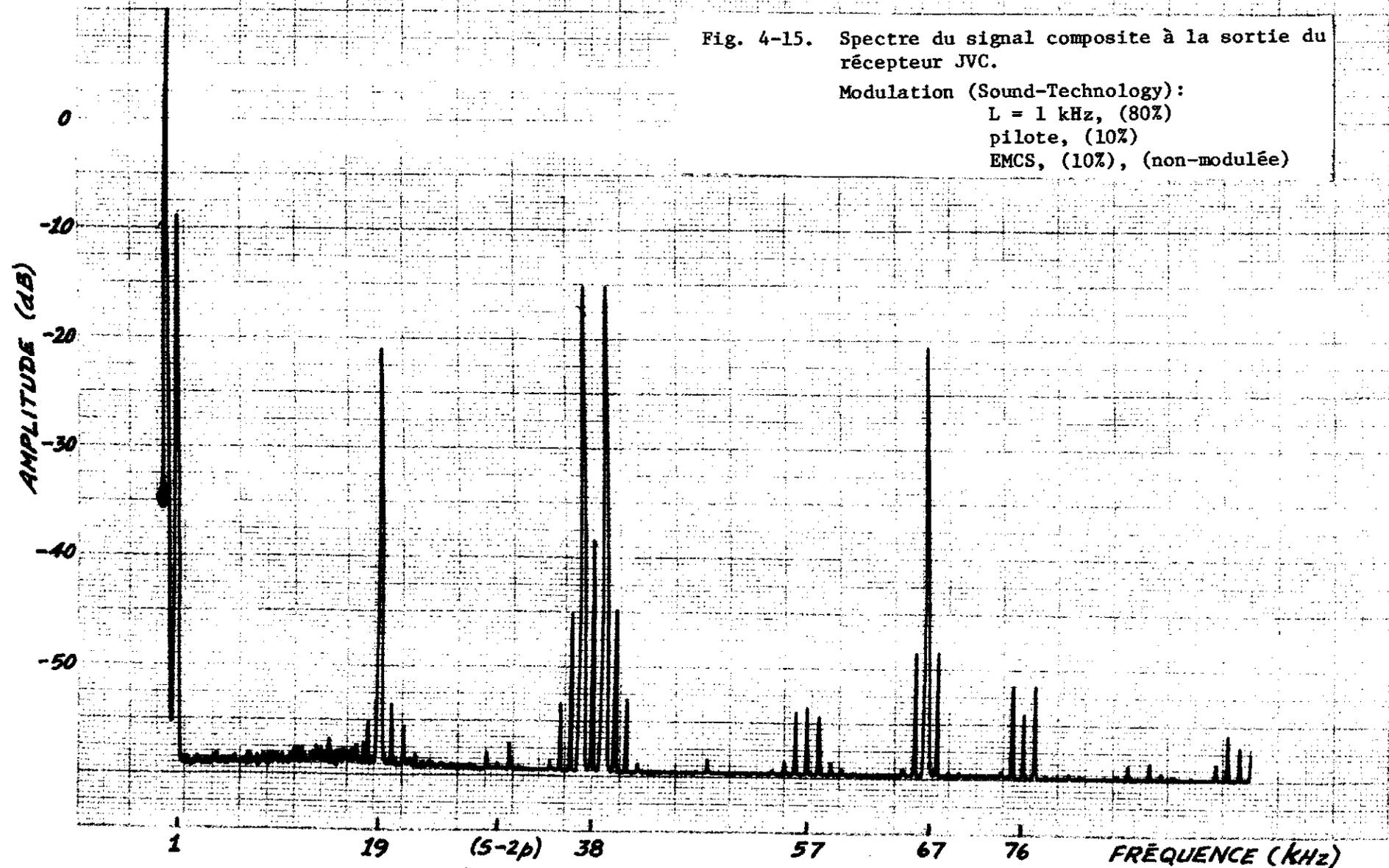


Fig. 4-15. Spectre du signal composite à la sortie du récepteur JVC.

Modulation (Sound-Technology):
L = 1 kHz, (80%)
pilote, (10%)
EMCS, (10%), (non-modulée)



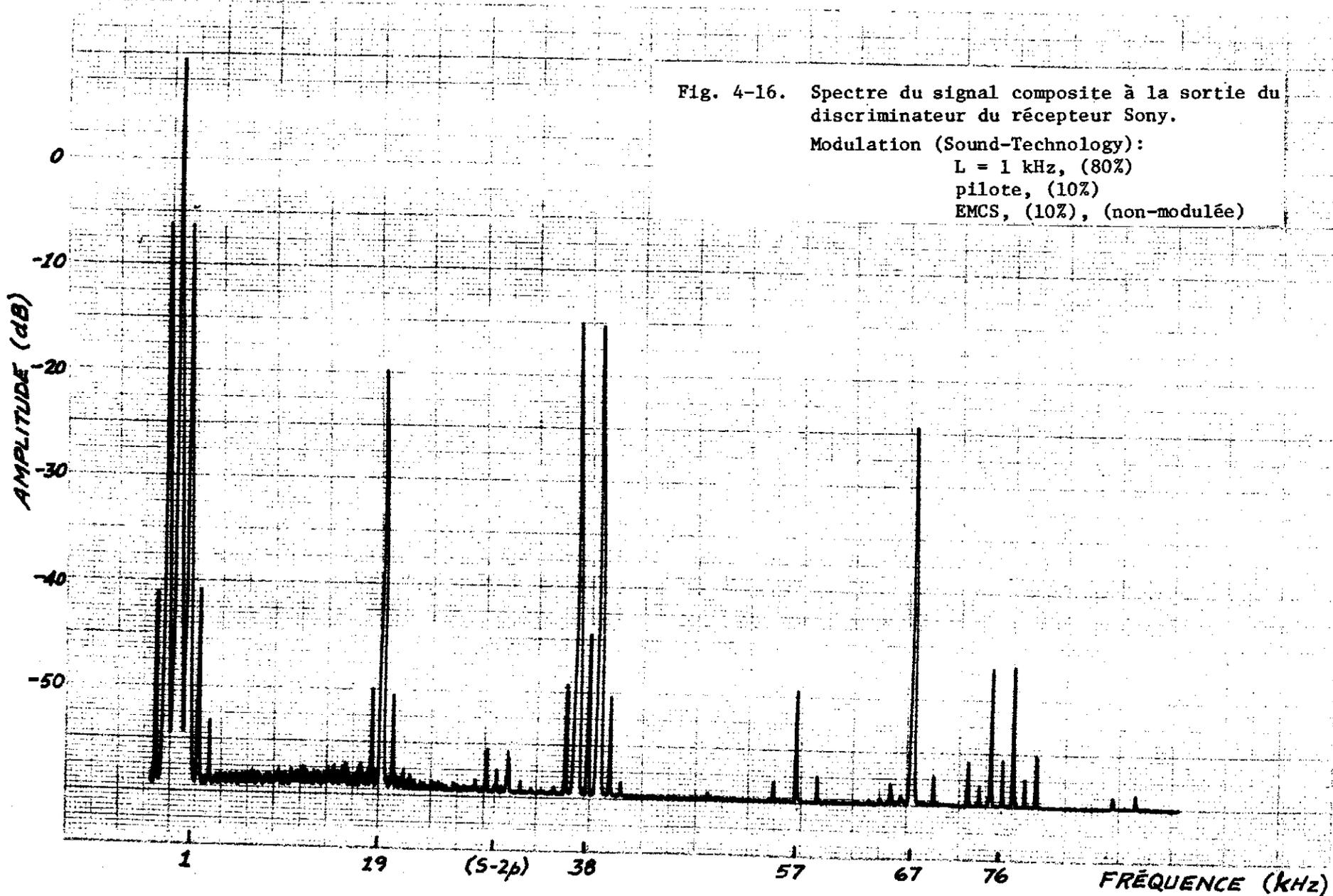


Fig. 4-16. Spectre du signal composite à la sortie du discriminateur du récepteur Sony.

Modulation (Sound-Technology):

L = 1 kHz, (80%)

pilote, (10%)

EMCS, (10%), (non-modulée)

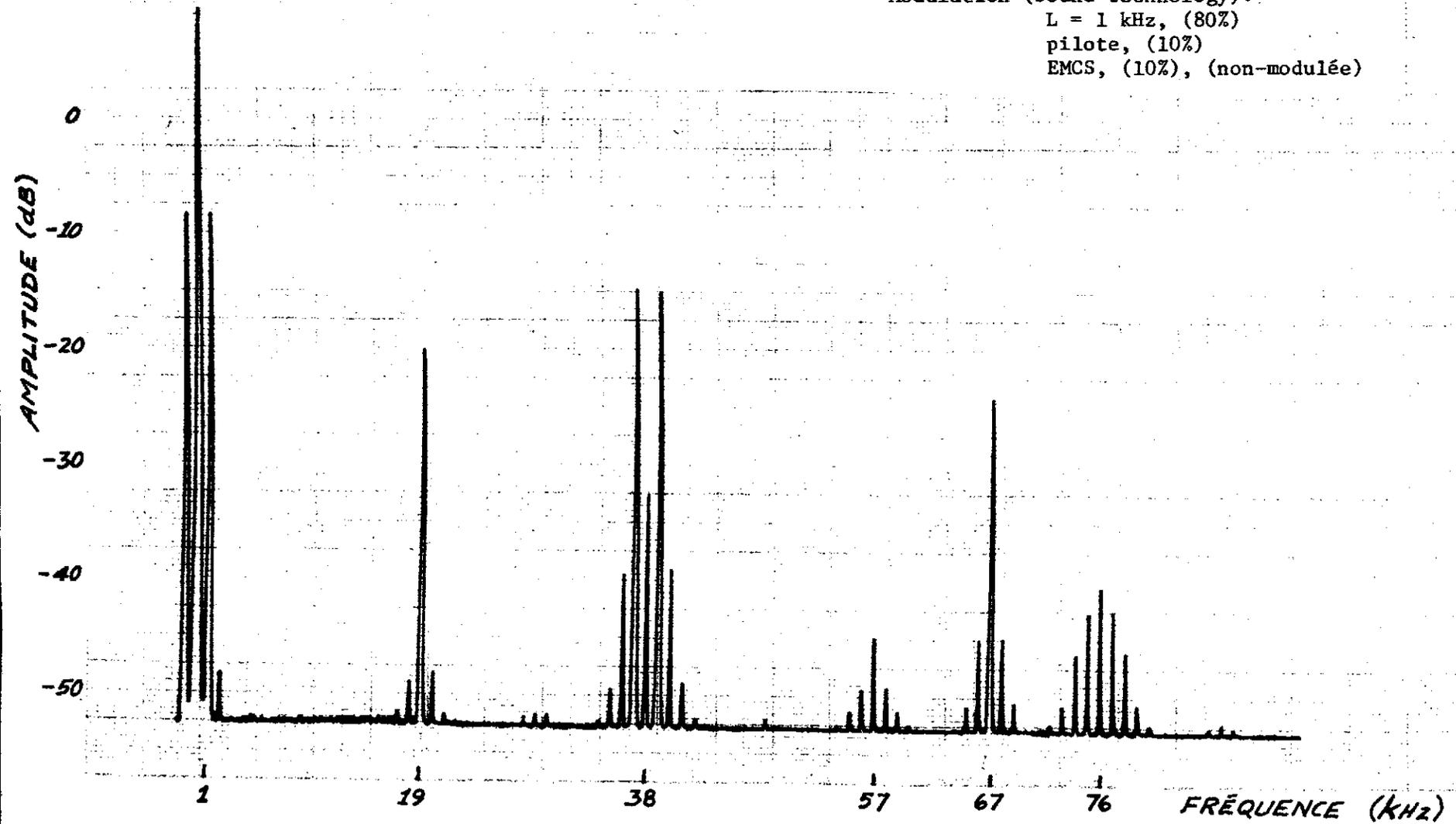
Fig. 4-17. Spectre du signal composite à la sortie du discriminateur du récepteur Advent.

Modulation (Sound-Technology):

L = 1 kHz, (80%)

pilote, (10%)

EMCS, (10%), (non-modulée)



La distorsion la plus importante est formée par la 2^{ème} harmonique du 38 kHz (4p) autour de 76 kHz. Pour le récepteur Advent l'interférence du 76 kHz atteint le niveau de -30 dB ce qui constitue le pire cas rencontré. La composante du 3^{ème} harmonique du 19 kHz (3p) se trouve en moyenne à -45 dB. La distorsion par conversion AM-PM est assez importante dans le cas du récepteur JVC et Advent. On retrouve en effet des harmoniques du signal de modulation à 1 kHz autour de la sous-porteuse EMCS à 67 kHz. Cette interférence est visible seulement dans le cas où la modulation du canal principal comporte une raie à 1 kHz dans la bande de base.

4.5 MESURES D'INTERFERENCE ET DE SPECTRES DE PUISSANCE DU SIGNAL COMPOSITE DES RECEPTEURS MF EN UTILISANT LE SYSTEME DE MODULATION McMARTIN

Comme nous l'avons mentionné précédemment, nous avons fait l'acquisition d'un système de modulation MF du type que l'on utilise dans les stations radio. Ce système de modulation MF utilise une technologie de pointe et peut être considéré comme étant parmi les meilleurs sur le marché. Le système est fabriqué par la compagnie McMartin, que nous avons d'ailleurs visitée dans le cadre de ce contrat, et comporte les éléments suivants:

- . Générateur stéréophonique ..., modèle BFM-1521 R
- . Générateur SCA (EMCS), modèle BFM, 153 R
- . Modulateur MF (FM exiter) ..., BFM 8000.

Les circuits et les diagrammes fonctionnels de ces appareils sont présentés à l'appendice D.

Ces trois appareils constituent donc un système de modulation MF pouvant accommoder la modulation stéréo en même temps que la modulation d'un canal secondaire EMCS. Les appareils McMartin ont été spécialement conçus pour permettre l'utilisation du canal secondaire EMCS. Toutes les précautions dont nous avons fait état au chapitre 3 ont semble-t-il été prises en considération lors de la conception de ces appareils.

Le système McMartin représente donc pour nous l'état actuel de la technologie telle qu'utilisée par les stations MF du Canada et des Etats-Unis diffusant une programmation sur le canal secondaire EMCS. Nous avons effectué des mesures d'interférence et des mesures de spectres de puissance du signal composite des générateurs McMartin et des récepteurs JVC, Sony et Advent. On peut voir à la figure 4.18 le diagramme fonctionnel du montage qui a servi à ces mesures.

4.5.1 Mesures d'interférence avec le système McMartin

Les mesures d'interférence que cause le canal secondaire EMCS dans le canal stéréo donnent les mêmes résultats qu'avec le générateur Sound Technology. Ce n'est d'ailleurs pas étonnant puisque nous mesurons aucune interférence à la sortie audio des récepteurs. Le niveau de l'interférence audio est donc inférieur au niveau du bruit et n'est pas perçu par une mesure de puissance RMS. Le tableau 4.4 présente les résultats obtenus lorsque l'on mesure le rapport S/N d'abord sans porteuse EMCS puis avec une porteuse EMCS injectée à 10%.

	S/N Sans EMCS	S/N Avec EMCS	distors. harmon.
JVC	66 dB	66 dB	60 dB
SONY	64 dB	64 dB	47 dB
ADVENT	63 dB	63 dB	46 dB

Tableau 4.4: Rapport signal à bruit (S/N) à la sortie audio des récepteurs MF avec et sans porteuse EMCS.

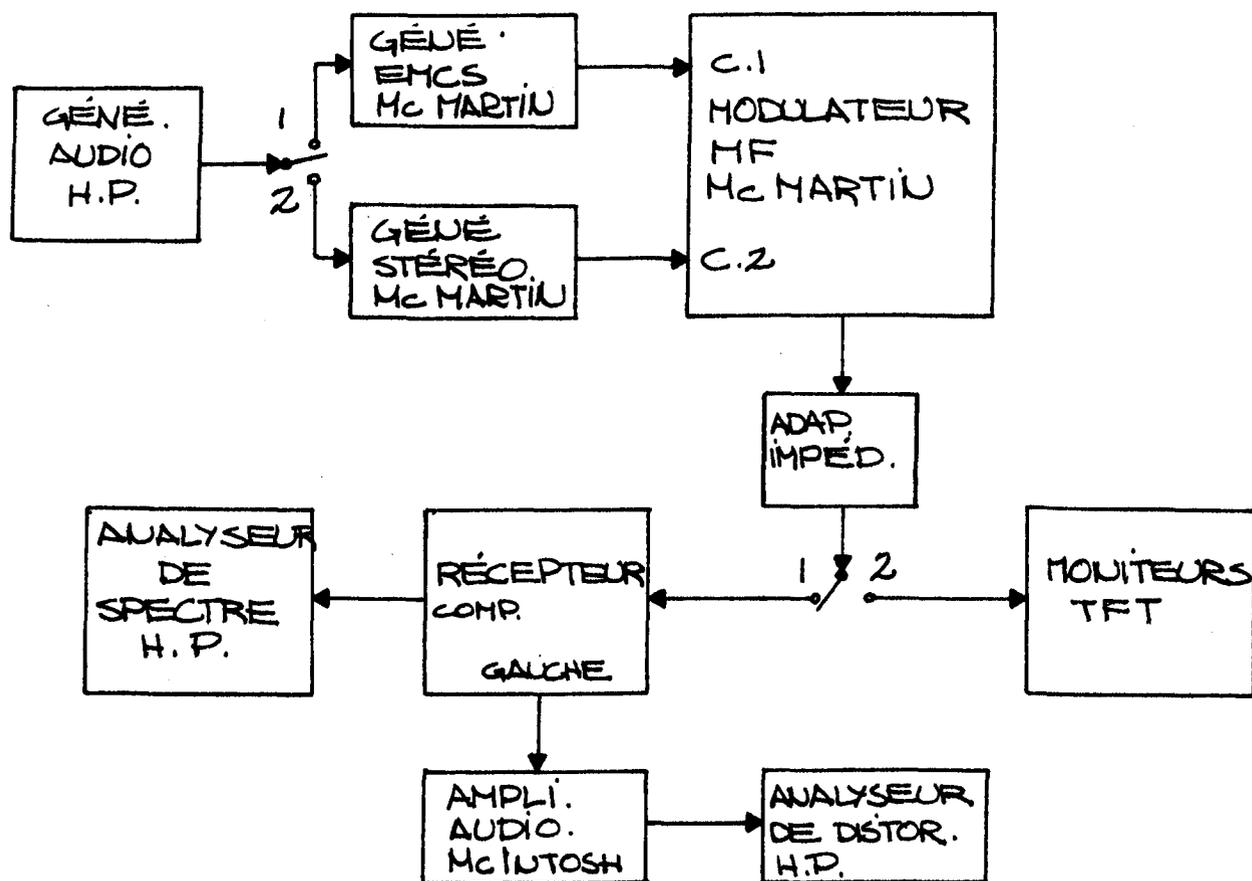


Figure 4-18. Bloc diagramme du montage utilisé pour les mesures d'interférence et l'analyse spectrale du signal composite avec le matériel McMartin.

APPAREILS:

- 1 - Générateur SCMO, McMartin, modèle: BFM-153-R
- 2 - Générateur STEREO, McMartin, modèle: BFM-1521-R
- 3 - Générateur MF, McMartin, modèle: BFM-8000
- 4 - Générateur de fonction, H.P., modèle: 203-A
- 5 - Moniteur SCMO, TFT, modèle: 730-A
- 6 - Moniteur STEREO, TFT, modèle: 724-A
- 7 - Moniteur MF, TFT, modèle: 763
- 8 - Présélecteur MF, TFT, modèle: 764
- 9 - Analyseur de distorsion, H.P., modèle: 334-H
- 10 - Analyseur de spectre, H.P., modèle 141-T
- 11 - Amplificateur Audio, McIntosh, modèle: MC-275
- 12 - Récepteur SCMO, McMartin, modèle: TR 55-D

- 13 - Récepteur MF Stéréo, JVC, modèle: JTV-77
- 14 - Récepteur MF mono, Advent, modèle 400
- 15 - Récepteur MF mono, Sony, modèle: ICF-9530 W

COMMUTATEURS:

- C_1 : position 1 \rightarrow modulation sinusoïdale du EMCS
position 2 \rightarrow modulation sinusoïdale du canal stéréo G.
- C_2 : position 1 \rightarrow signal RF à l'entrée du récepteur à l'essai
position 2 \rightarrow signal RF à l'entrée du moniteur (ajustement du % de la modulation).

Le tableau 4.5 nous montre les résultats de mesures d'interférence du canal stéréo dans le canal EMCS pour le récepteur McMartin. Nous avons mesuré le niveau de l'interférence à la sortie audio du récepteur EMCS pour deux signaux de modulation du canal stéréo. Dans le cas où la puissance du signal de modulation est concentrée dans le canal (G + D), le niveau de l'interférence est de -48 dB par rapport à 100% de modulation de la porteuse EMCS. Ceci est relativement bon quoiqu'éventuellement on pourrait exiger un niveau d'interférence légèrement inférieur pour une transmission de qualité (de la musique classique par exemple). Dans des conditions plus normales, représentées par le 2^{ème} cas où l'énergie est distribuée dans le canal (G + D) et (G - D) (cas où G = 1 kHz, 80% injection) le niveau de l'interférence descend à -54 dB. Donc avec le récepteur McMartin on assiste à une détérioration moyenne de 10 dB par rapport au niveau du bruit qui est de -60 dB.

Par contre, comme on pourra le constater avec l'enregistrement fourni à l'autorité scientifique responsable de ce contrat, l'interférence du canal stéréo est très difficilement, voire même totalement, inaudible dans tous les essais que nous avons effectués.

S/N (1) sans modul.	S/N (2) avec G = 1 kHz	S/N (3) G + D = 1 kHz
60 dB	54 dB	48 dB

Tableau 4.5: RSB à la sortie audio du récepteur EMCS McMartin avec et sans modulation du canal principal.

Les conditions de mesure correspondant aux trois cas présentés au tableau 4.5 sont les suivantes:

SIGNAUX DE MODULATION:

- (1) S/N sans modulation:
 - pilote 19 kHz = injection 10%
 - sous-porteuse EMCS, non-modulée, injection 10%
- (2) S/N avec $G = 1$ kHz:
 - pilote 19 kHz, injection 10%
 - sous-porteuse EMCS, non-modulée, injection 10%
 - $G = 1$ kHz, injection 80%
- (3) S/N avec $G + D = 1$ kHz:
 - pilote 10 kHz, injection 10%
 - sous-porteuse EMCS, non-modulée, injection 10%
 - $G + D = 1$ kHz, injection 80%.

4.5.2 Spectres de puissance du signal composite

Les figures 4.19 et 4.20 présentent les spectres des signaux composites au niveau de l'entrée du modulateur MF McMartin.

Le générateur stéréo ainsi que le générateur SCA (EMCS) McMartin présentent à leurs sorties des spectres sans distorsion et très propres. Contrairement à ce que nous avons obtenu avec le générateur Sound Technology, il n'y a aucune trace de distorsion par des harmoniques du 19 kHz ou du 38 kHz.

Récepteur McMartin (EMCS):

Les figures 4.21 et 4.22 montrent les spectres du signal composite du récepteur EMCS McMartin. Lorsque la modulation du canal principal est concentrée dans le canal ($G + D$) (i.e. $L + R = 1$ kHz, à 80% d'injection), on observe des harmoniques du 1 kHz autour de la sous-porteuse EMCS au niveau de -53 dB. Cette distorsion par intermodulation AM-PM est dans ce cas relativement importante. Ceci coïncide avec les mesures d'interférence faites au paragraphe précédent. Dans le cas où la

Fig. 4-19. Spectre du signal composite à la sortie
du générateur stéréo McMartin.

Modulation: L = 5 kHz, (80%)
pilote, (10%)



Fig. 4-20. Spectre du signal à la sortie du générateur EMCS McMartin.

Modulation: EMCS = 1 kHz (100% modulation)

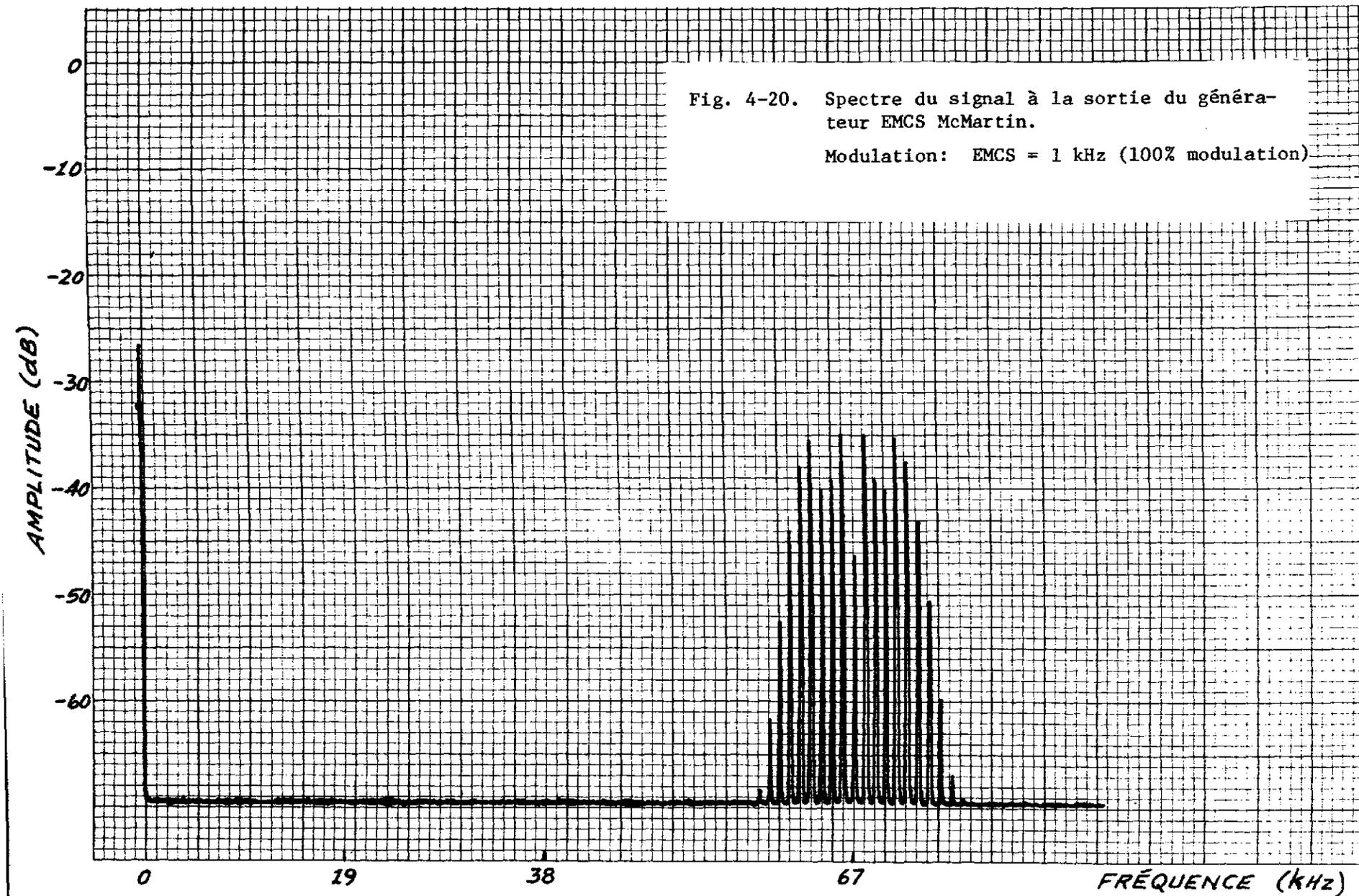


Fig. 4-21. Spectre du signal composite à la sortie du discriminateur du récepteur McMartin.

Modulation (McMartin): L + R = 1 kHz, (80%)
pilote, (10%)
EMCS, (10%)

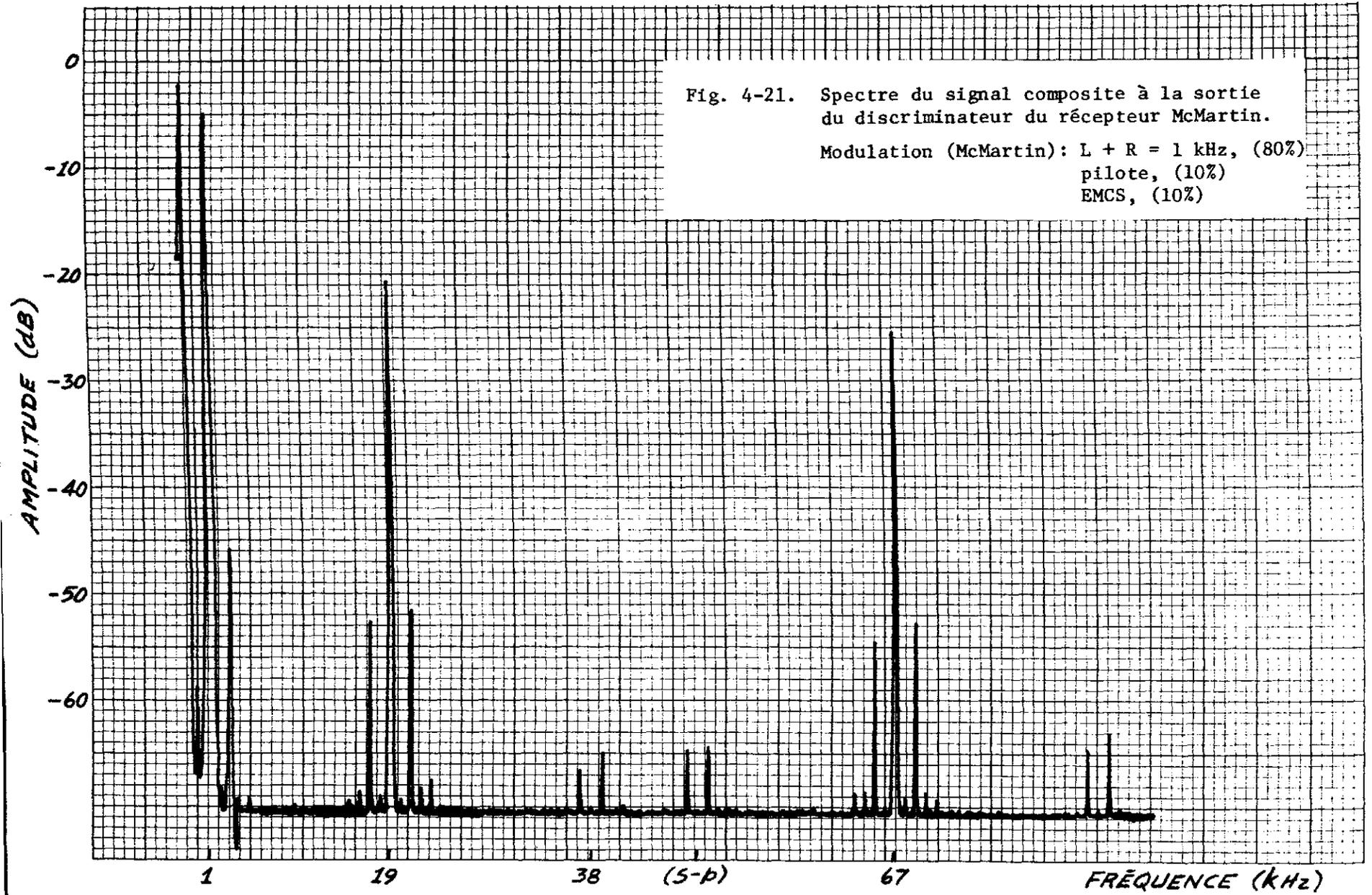
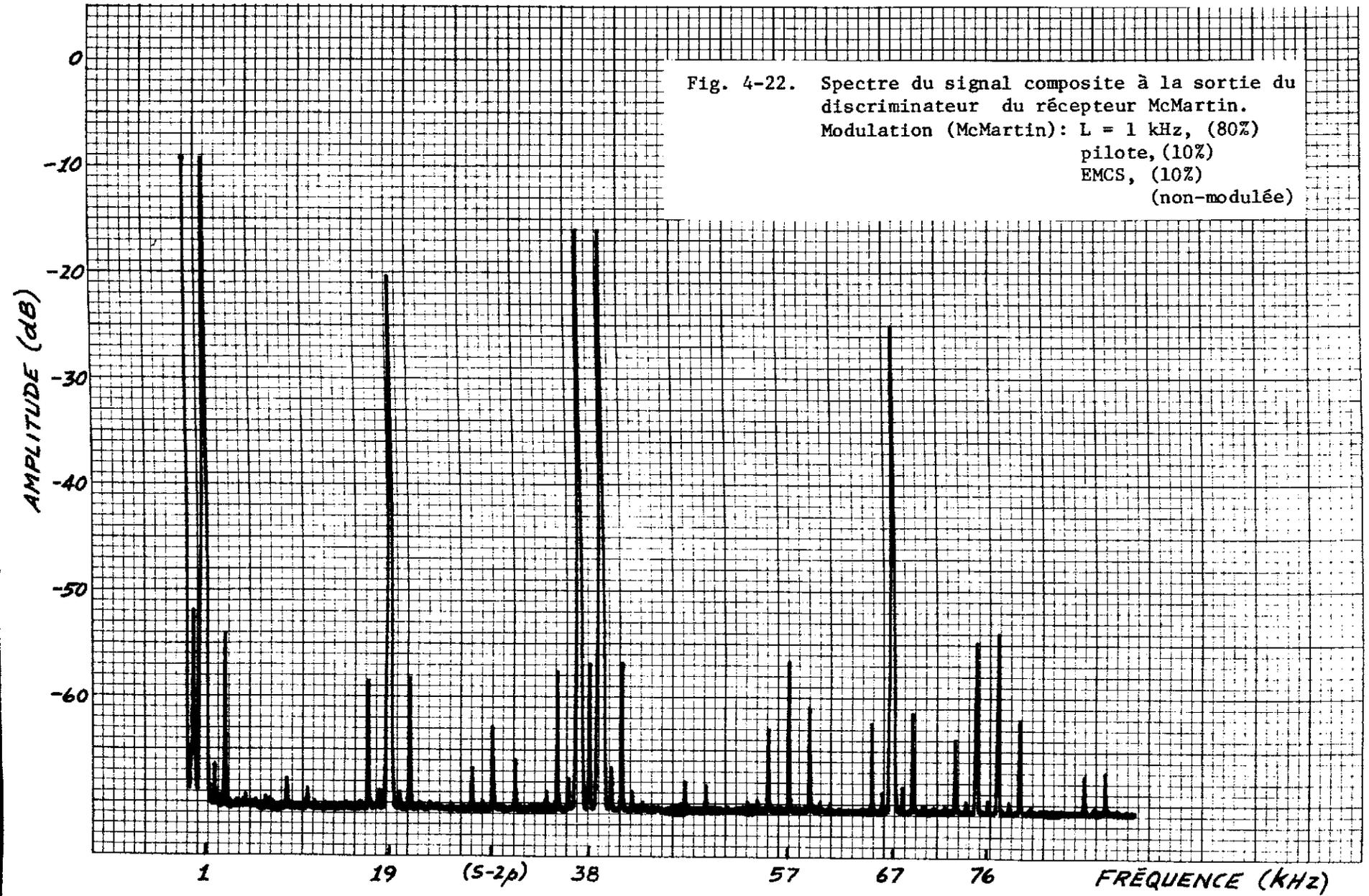


Fig. 4-22. Spectre du signal composite à la sortie du discriminateur du récepteur McMartin.
Modulation (McMartin): L = 1 kHz, (80%)
pilote, (10%)
EMCS, (10%)
(non-modulée)



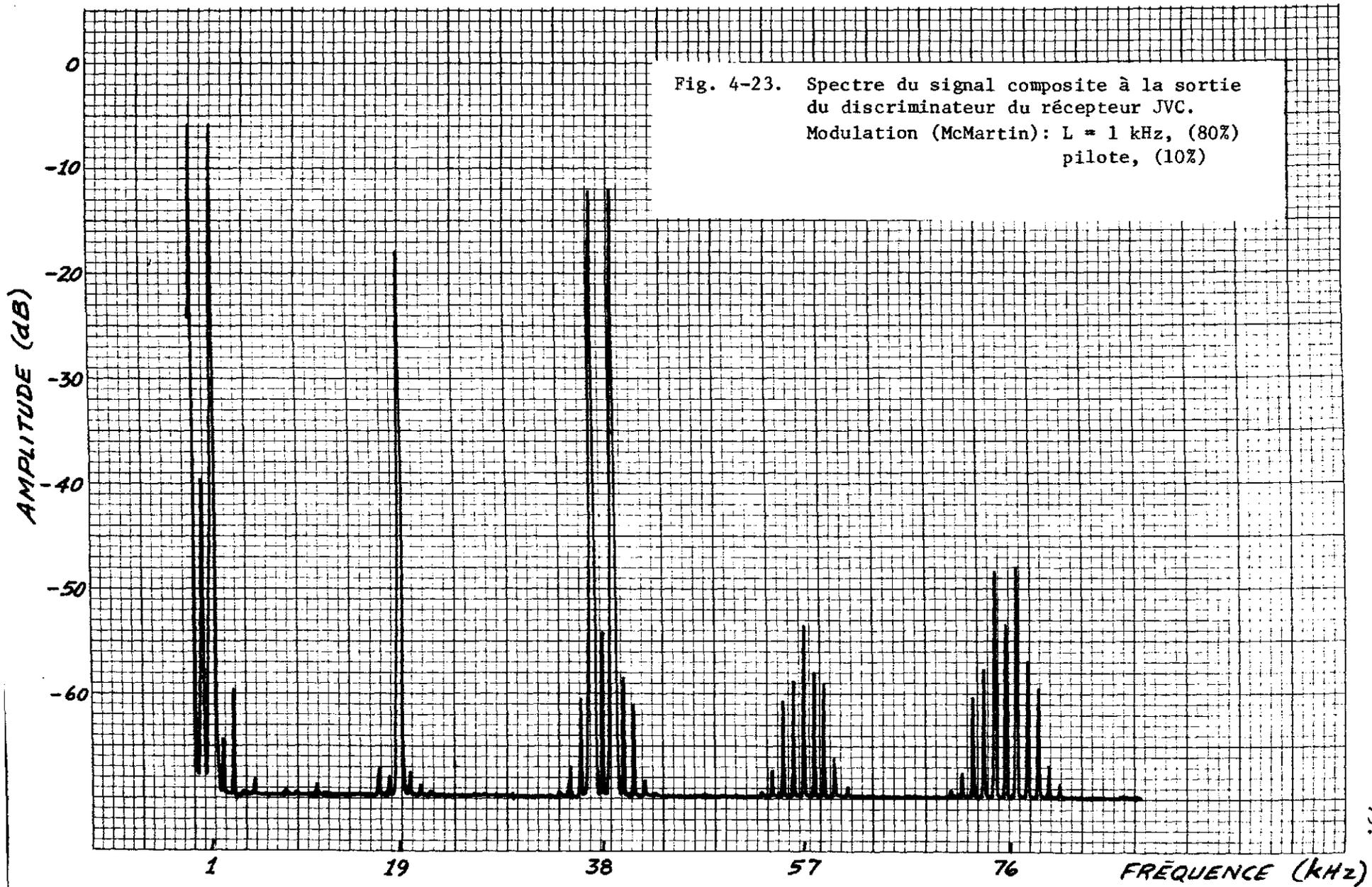
modulation du canal principal est stéréo (cas où $G = 1$ kHz, 80% injection) les interférences les plus importantes deviennent la distorsion harmonique en 3p (57 kHz) et 4p (76 kHz). Le niveau maximum demeure cependant relativement bas, soit -55 dB sous 100% de modulation.

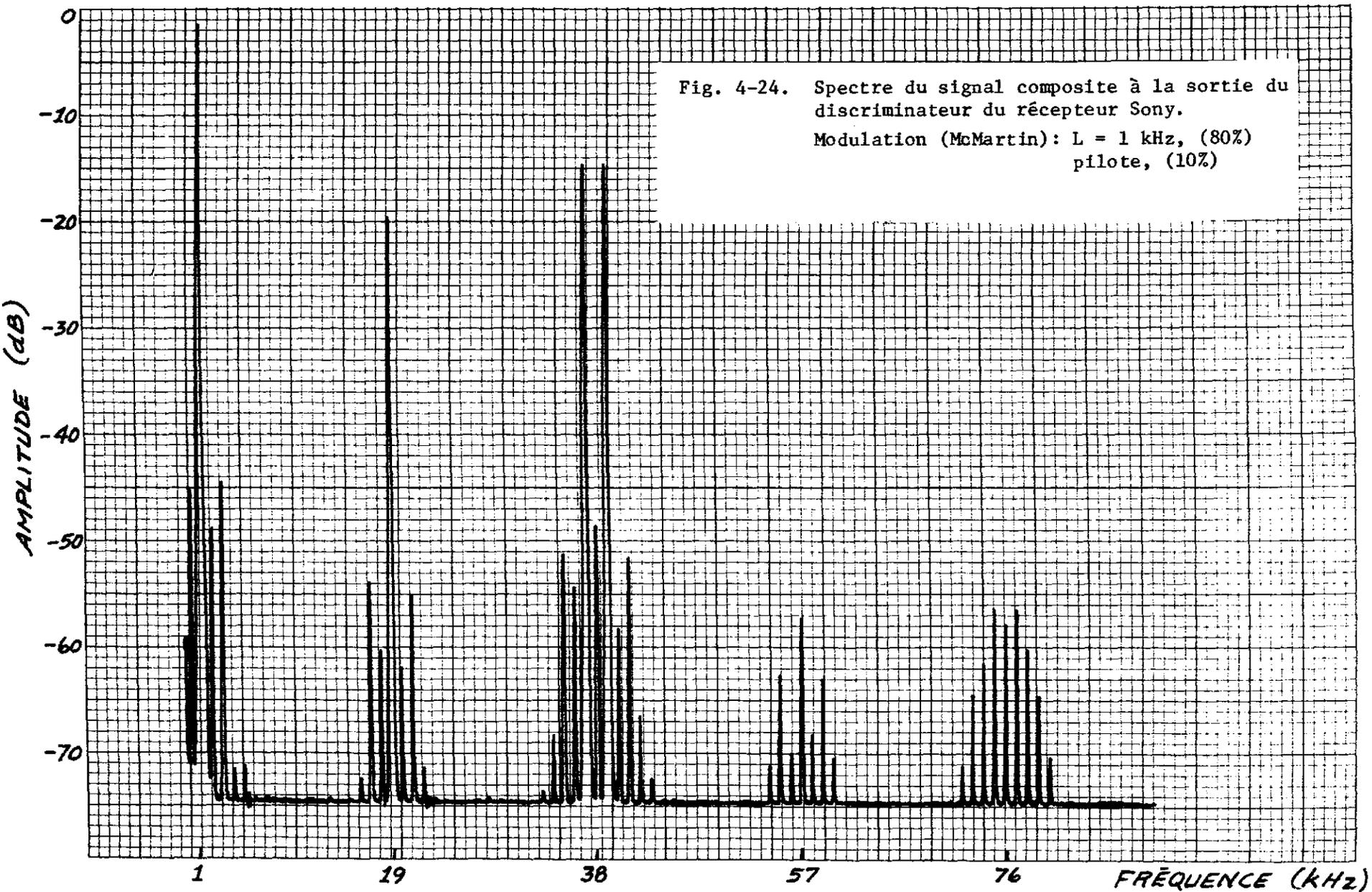
Les figures 4.23, 4.24, 4.25, 4.26, 4.27 et 4.28 présentent les tracés des spectres de puissance des signaux composites après la sortie des discriminateurs de fréquence des récepteurs JVC, Sony et Advent. Le signal de modulation du canal principal est $G = 1$ kHz avec 80% d'injection, pilote (19 kHz) avec 10% d'injection. Pour les figures 4.26, 4.27 et 4.28, il y a une sous-porteuse EMCS avec 10% d'injection.

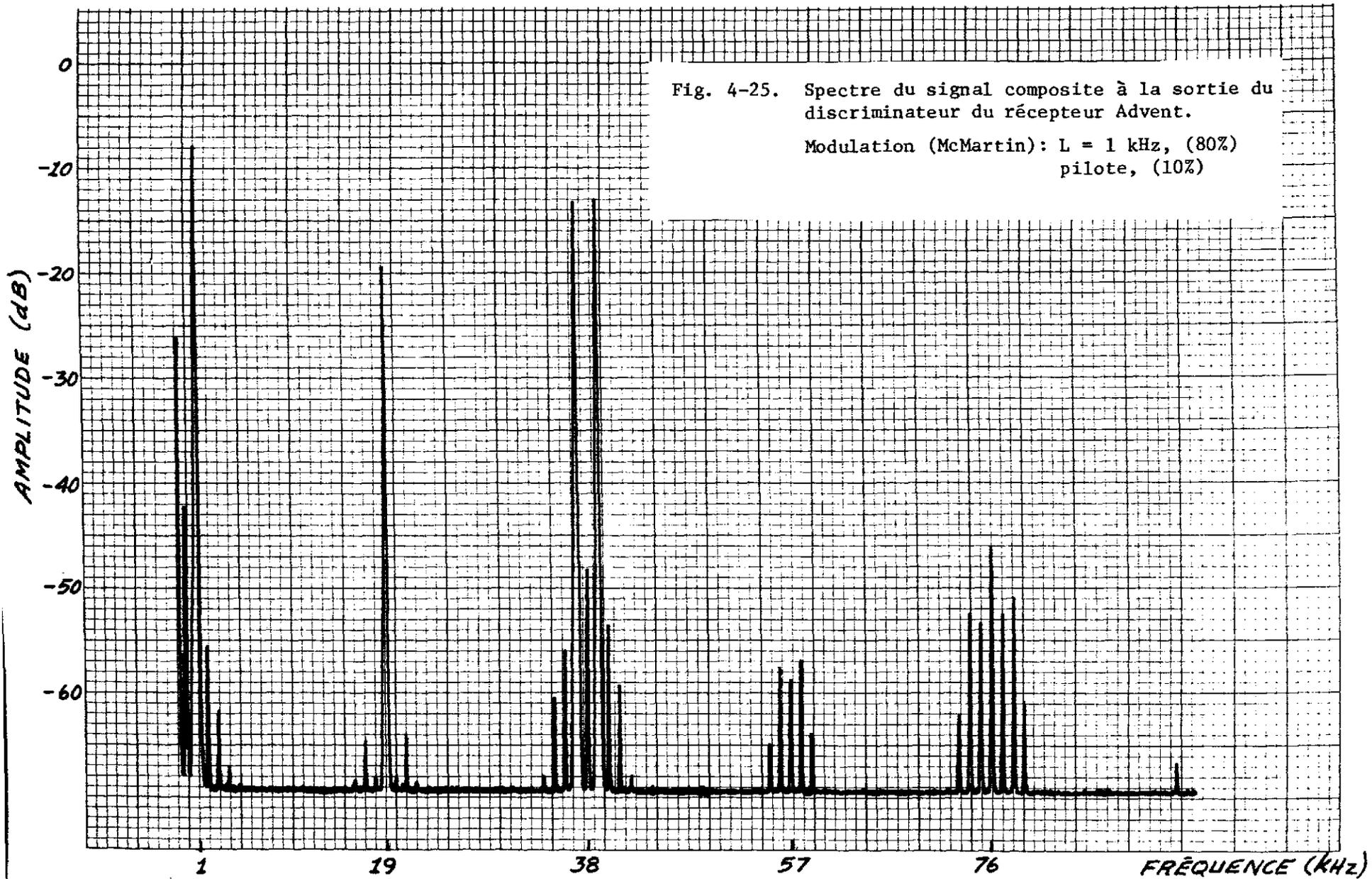
En général, on retrouve les mêmes types d'interférence qu'avec le générateur Sound Technology soit, du (s-2p), (s-p), (s+p), (2p) et (4p). Par contre les niveaux de ces interférences sont grandement diminués devenant même, dans la majorité des cas, largement négligeables. En moyenne on peut dire qu'il y a une diminution d'environ 12 dB du niveau des signaux d'interférence.

NOTE: Nous rappelons au lecteur qu'il faut faire attention aux échelles de puissance. Celles-ci peuvent être trompeuses car elles ne sont pas les mêmes sur tous les tracés.

Les signaux utilisés pour obtenir les spectres de puissance des figures 4.19 à 4.28 sont indiqués sur chaque tracé.







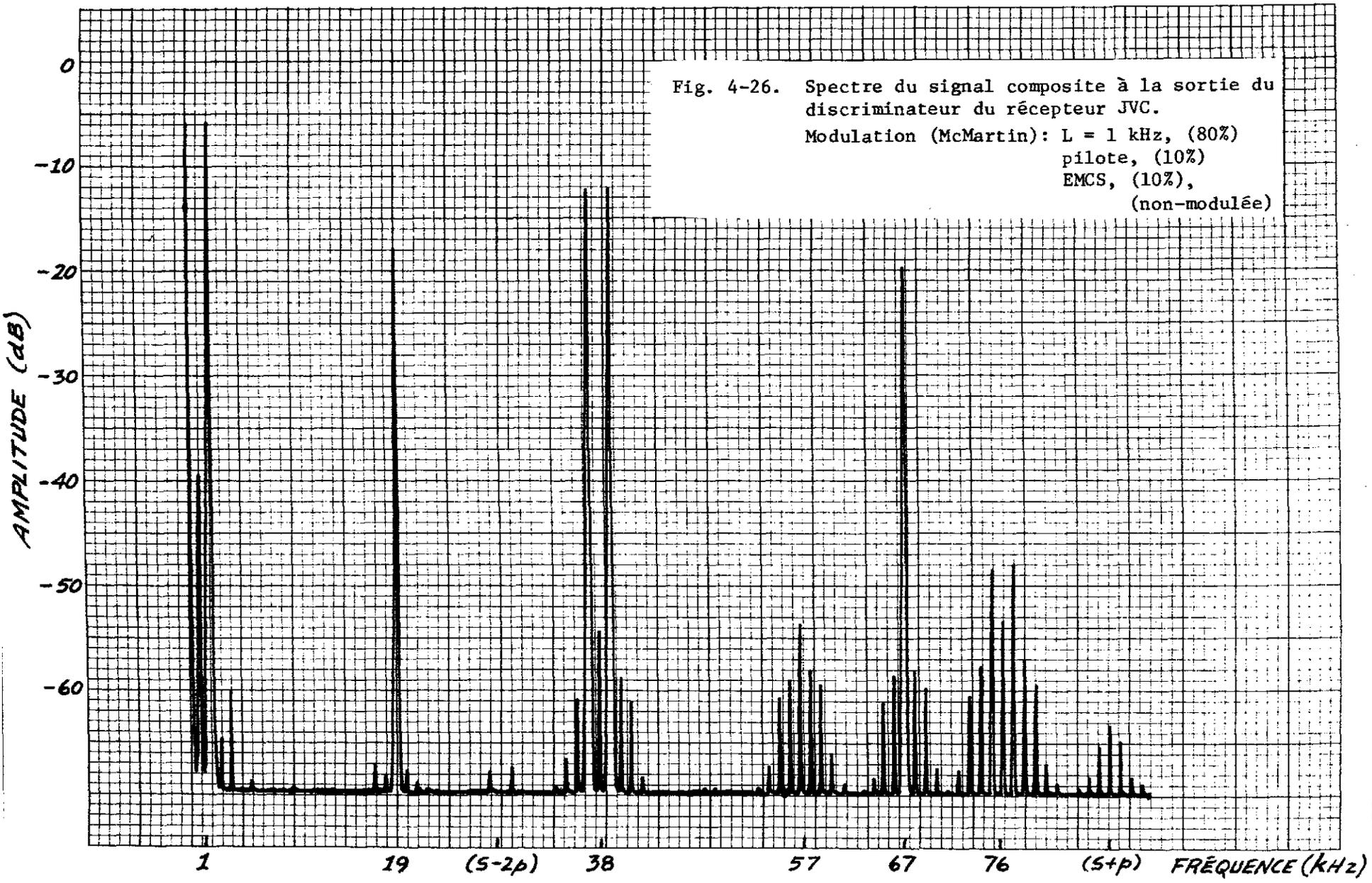
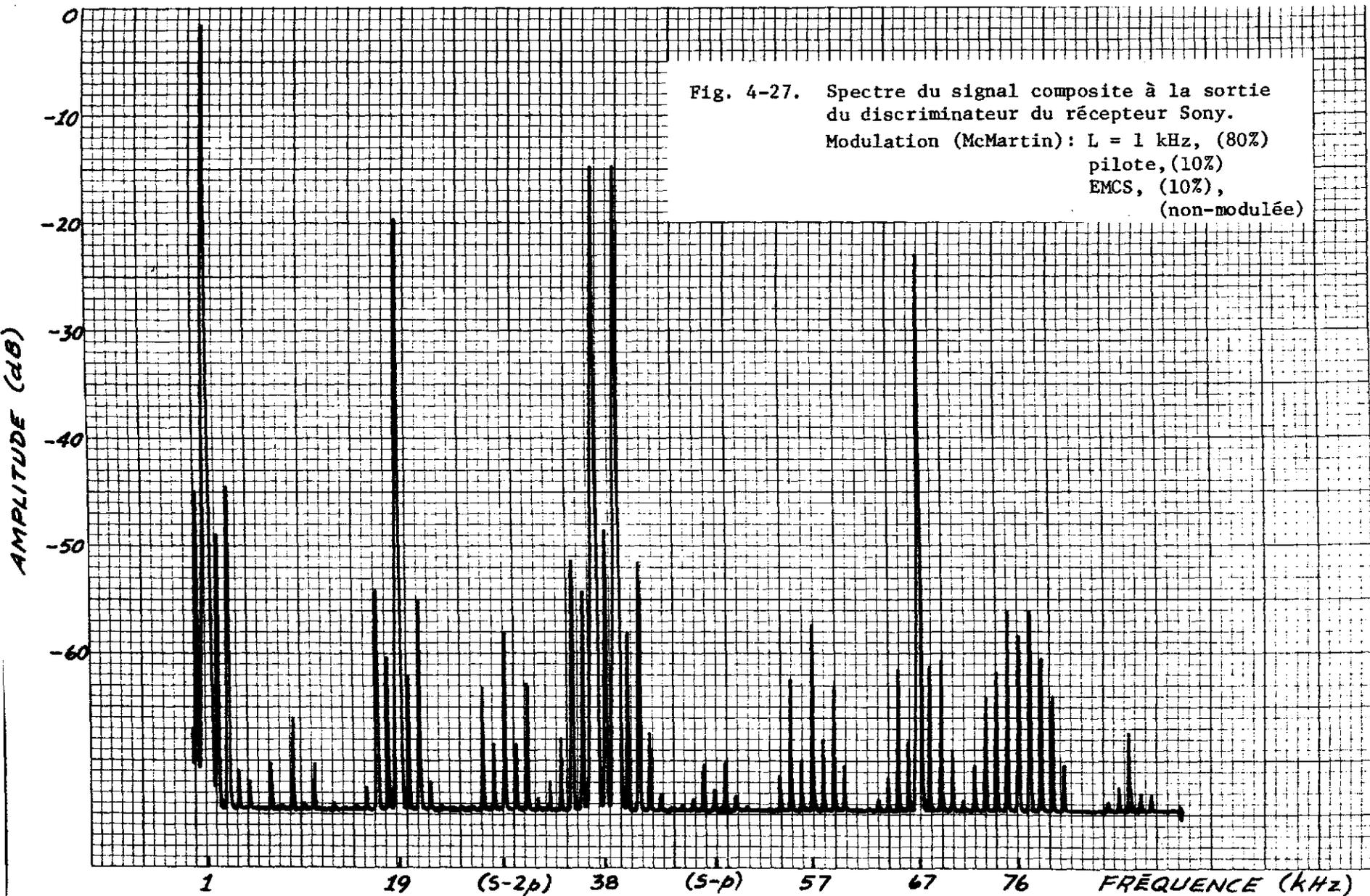
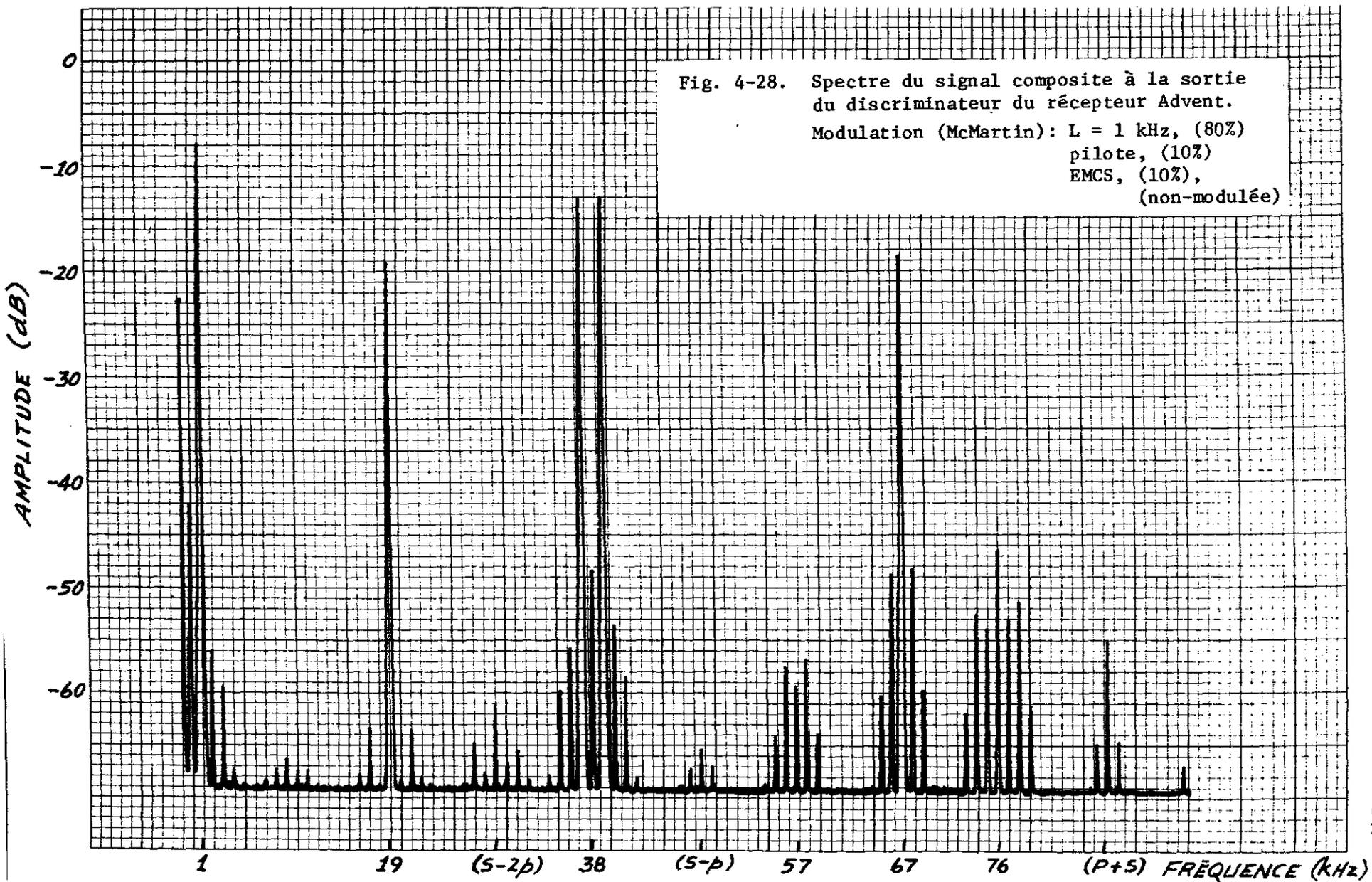


Fig. 4-26. Spectre du signal composite à la sortie du discriminateur du récepteur JVC.
 Modulation (McMartin): L = 1 kHz, (80%)
 pilote, (10%)
 EMCS, (10%),
 (non-modulée)





4.6 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons quantifié les phénomènes d'interférence susceptibles de gêner ou de rendre non-utilisable le canal secondaire EMCS à des fins autres que présentes. Dans un premier temps, nous avons caractérisé certains récepteurs commerciaux particulièrement quant à leurs réponses en fréquences à la sortie du discriminateur et la linéarité de l'étage IF. La connaissance de ces paramètres est essentielle pour obtenir une appréciation correcte de l'influence du canal secondaire sur la réception stéréophonique et monographique du canal principal. Nous avons constaté qu'il n'y avait qu'une différence très minime au niveau du rapport signal-à-bruit avec ou sans porteuse EMCS et ce pour les trois récepteurs JVC, Advent et Sony. Cela implique que l'interférence par intermodulation du EMCS dans le canal principal est à toute fin utile négligeable.

Dans un second temps, nous avons expérimenté des circuits de réception de signaux EMCS de qualité très ordinaire et, par la suite, avec un récepteur spécialement conçu à cet effet, celui de la firme McMartin. Tel que nous l'avons relevé au tableau 4.3, l'interférence mesurée au niveau des démodulateurs EMCS de qualité commune s'est avérée très élevée quel que soit le récepteur utilisé. Globalement il est permis de conclure que la qualité de la démodulation est inacceptable dans ces cas. Pour ce qui est du récepteur McMartin, les résultats obtenus ont été de beaucoup supérieurs à ceux mentionnés précédemment et, même si l'on retrouve les mêmes types d'interférence, les niveaux impliqués sont grandement diminués.

Enfin, une analyse spectrale des niveaux en bande de base et composite, même si elle permet de tirer certaines conclusions sur l'origine possible des signaux d'interférence, ne s'est pas avérée aussi concluante que l'on aurait pu le souhaiter. En particulier, il s'avère à peu près impossible, à moins de disposer d'un modulateur idéal, de déterminer si l'interférence origine du modulateur MF ou du démodulateur.

Globalement, il est difficile de conclure plus à fond sur les divers phénomènes observés au cours de notre expérimentation et il devra y avoir une analyse encore plus fine des divers paramètres impliqués pour songer à prédire des tendances avec toute la certitude nécessaire. Néanmoins, nous croyons que ce chapitre fait le point sur ce genre de mesures, sur les techniques utilisables, sur l'état de la technologie à l'heure actuelle et ouvre la porte à une synthèse beaucoup plus approfondie de ces phénomènes dans une prochaine étape.

Chapitre 5

CONCLUSIONS

5.1 RESULTATS DE L'ETUDE

L'étude entreprise jusqu'ici sur l'exploitation multiplex de communications secondaires (EMCS) en radiodiffusion MF constitue une première étape dans l'examen d'une voie de solution à un problème crucial au Canada, soit celui de la saturation dans l'utilisation de plages de fréquences réservées à ce type de radiodiffusion.

Il est tout à fait normal qu'après avoir défini ce qu'est l'EMCS nous fassions quelques observations sur l'usage excessivement faible qu'on en fait au Canada. Notre enquête sur cet aspect de la question n'a pas été suffisamment systématique pour que nous puissions aboutir à un énoncé absolu. Il n'en demeure pas moins que des difficultés d'ordre technique associées directement au phénomène de transmodulation constitue le motif le plus souvent invoqué. Il reste qu'il y a lieu de s'étonner devant l'attitude des radiodiffuseurs américains. Notre problème n'est pas le leur. Il s'est développé un réseau EMCS très prospère qui couvre un très grand nombre d'états américains et les témoignages vécus sont à l'effet que tous, radiodiffuseurs et usagers, y trouvent leur compte.

Bien sûr, les problèmes de transmodulation existent mais le soin apporté dans la conception et l'entretien de tous les éléments au niveau de l'émetteur, largeur de bande, adaptation rigoureuse d'impédances, linéarité des amplificateurs fait que la diminution du rapport signal/bruit inévitablement associée à une extension de la largeur de bande, de 53 kHz à 75 kHz d'une part et d'une largeur de bande RF d'autre part, qui se situe légèrement au-delà de 200 kHz, demeure tout à fait acceptable. D'autant plus que de nos jours, le traitement que l'on fait subir au signal stéréophonique du canal principal, compression, réduction de la plage dynamique à des fins de marketing (niveau moyen aussi élevé que possible), devrait s'accompagner, si l'on veut être logique, d'un adoucissement des normes sur le niveau de bruit.

Néanmoins nous avons longuement considéré le problème de la transmodulation, sa définition, les différentes techniques de mesures dans un système de multiplexage en fréquence général, son application au cas particulier du signal composite, avec voie principale stéréophonique, sous-voie stéréophonique, pilote et EMCS. Cette application est plus difficile à traiter, on l'a vu, à cause de la diversité des éléments composants, audio, signal sinusoïdal, DSB-SC, MF. Certaines techniques permettent malgré tout d'interpréter les différentes méthodes de mesures. Par exemple, on a montré qu'on peut établir certains liens entre les valeurs numériques du rapport porteuse/interférence et le rapport signal/bruit dans la sortie audio de l'EMCS.

Une difficulté demeure: on a décrit qualitativement les mécanismes à l'origine des produits d'intermodulation les plus gênants, aussi bien au niveau de l'émetteur que de chacune des composantes du récepteur, sans pour autant en arriver à quantifier ces phénomènes indésirables là même où ils sont produits. Cela tient à la complexité de la tâche, qui aurait exigé que nous disposions d'un banc d'essai permettant la substitution de plusieurs composants dans un récepteur, sans compter la disponibilité d'un démodulateur "idéal" pour évaluer les modulateurs réels. Nous comptons cependant revenir sur cet aspect de l'étude dans une étape ultérieure dont il sera question plus loin.

Malgré tout, il nous a été donné de constater au chapitre quatrième que le problème du passage de l'information du canal EMCS dans le canal principal n'est pas un problème sérieux.

Cet énoncé trouve sa justification dans les analyses spectrales des figures 4.19 à 4.28, aussi bien que sur le ruban magnétique fourni avec l'original de ce rapport.

Il n'est pas ainsi cependant pour le transfert d'information du canal principal vers l'EMCS. Les observations ici sont accablantes. Les circuits de démodulation EMCS utilisés avec les différents récepteurs mis à notre disposition fournissent des résultats inacceptables.

Il est bien évident que tous les récepteurs MF sur le marché ne sont pas conçus pour décoder l'EMCS. On ne peut s'attendre à d'autres résultats. Il faut noter le comportement nettement supérieur du récepteur TR-55-D de McMartin Industries, lequel fournit un niveau des composantes indésirées qui se situe en moyenne à 10 dB de moins que toutes les autres observations.

Enfin, nous avons pu procéder à des essais à l'aide de deux modulateurs dont les caractéristiques sont nettement différentes; le "Sound Technology" (appareil conçu pour la mise au point de récepteurs MF dont le signal composite contient des composantes à 57 kHz et 76 kHz) est inutilisable dans un contexte d'EMCS.

Par contre, le modulateur McMartin (BFM-8000, BFM-1521-R, BFM-1531-R) est d'une qualité vraiment exceptionnelle et permet d'isoler, un seul niveau du récepteur, les mécanismes de génération d'intermodulation.

5.2 TRAVAUX SUBSEQUENTS

L'expérience acquise par les auteurs, au cours de cette première étape, permet d'envisager l'établissement d'un programme expérimental très précis pour les deux prochaines années. Programme dont l'objectif ultime est de réaliser en laboratoire - et de l'évaluer - un récepteur MF synthonisable, capable de recevoir et le canal principal et le canal EMCS, dans lequel on retrouvera les contributions les plus récentes de la technologie de l'électronique.

On peut, dès lors, identifier les étapes suivantes:

- 1) Mise en marche d'une programmation EMCS chez un radiodiffuseur local en l'occurrence CKRL-MF de Québec, et évaluation, dans la réalité, du comportement d'un système sur lequel nous avons un contrôle réel de la qualité de l'émetteur et d'une série de tests de réception à l'aide des récepteurs déjà analysés en laboratoire et ce, dans des conditions de réceptions diverses (trajets multiples, stations réceptrices éloignées ou rapprochées,

contours, contexte géographique donné).

2) Poursuite des mesures quantitatives sur les mécanismes de génération de l'intermodulation au sein des composantes d'un récepteur MF.

Cette campagne de mesures devrait aboutir normalement à la définition de niveaux de tolérance pour la réception de signaux EMCS d'une qualité donnée, compte tenu de la technologie présente.

Ceci réalisé, il y aura lieu d'envisager une analyse comparée du comportement des grandes techniques de réception MF, des méthodes de démultiplexing du signal stéréo en présence de l'EMCS, d'examiner l'insertion du discriminateur EMCS au niveau RF plutôt qu'au niveau IF, (2 récepteurs indépendants), d'évaluer les contraintes, sur tous les éléments de la chaîne, d'un élargissement de la bande EMCS (pour permettre la transmission de signaux audio jusqu'à 10 kHz), de la dégradation donc de l'ensemble qu'entraînerait une augmentation de la déviation de fréquence de la porteuse principale.

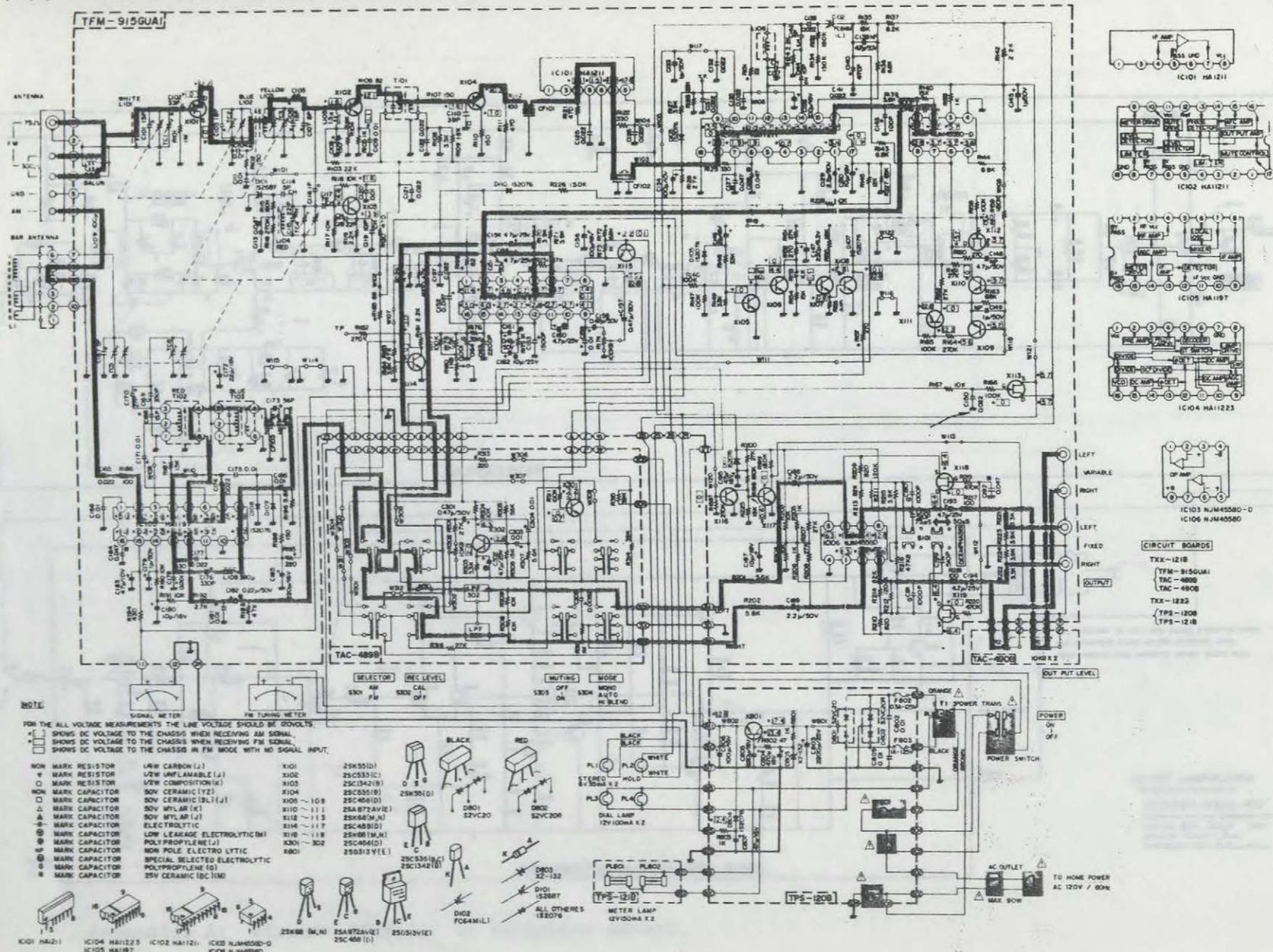
On reconnaîtra le caractère ambitieux de ce programme que l'on veut faire porter sur quelques années. L'enjeu est sûrement de taille, car le résultat final espéré est, à toutes fins utiles au Canada, la multiplication par deux des programmations en radiodiffusion MF.

BIBLIOGRAPHIE

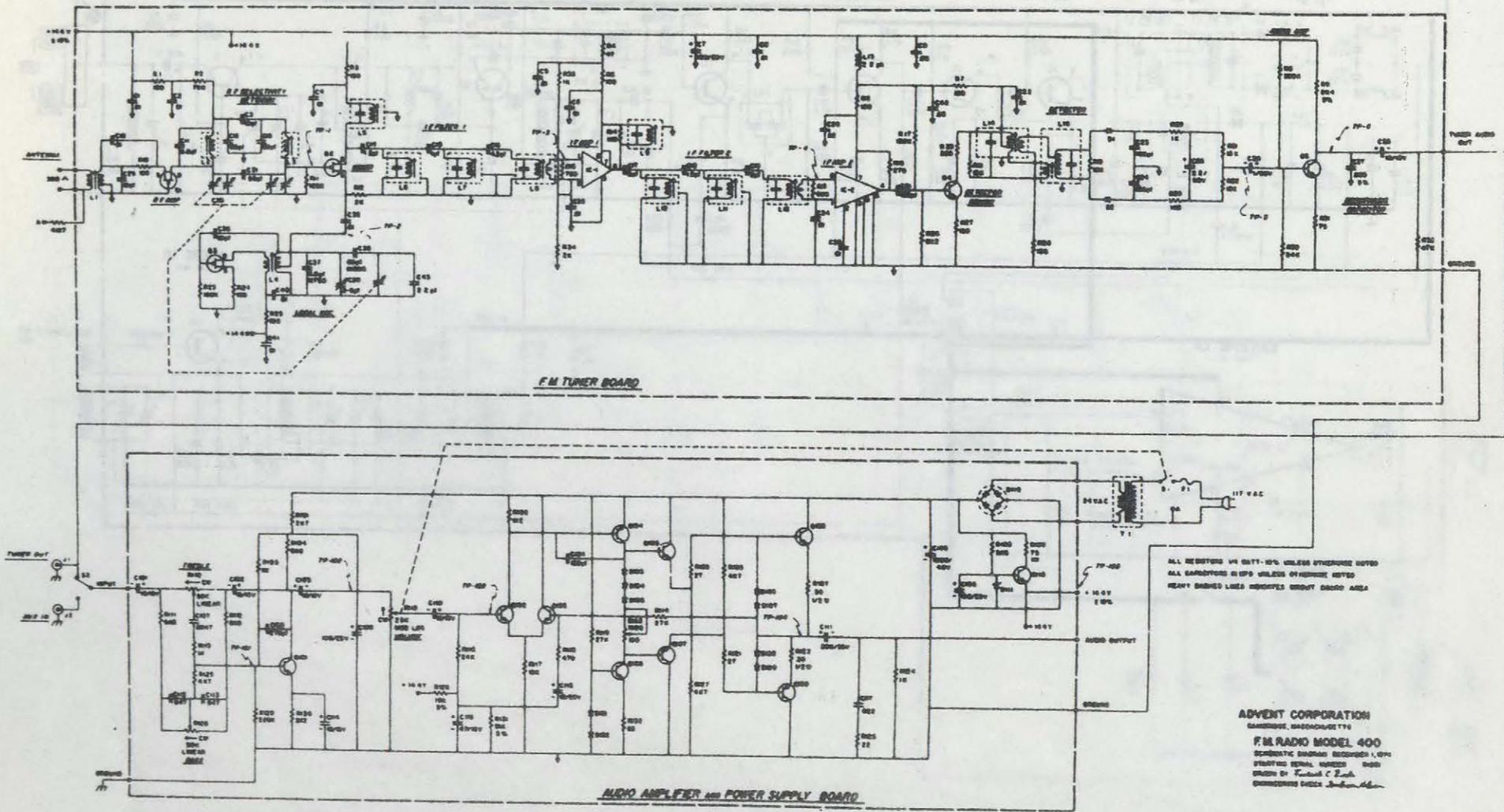
- [1] H.T. HUYNH, M. BOUCHARD, "Analyse des choix de conception d'un récepteur MF amélioré", Rapport Final no LT-79-8239, Laboratoire de Télécommunications, Département de génie électrique, Université Laval, Québec, Mars 1979.
- [2] Peter CAHN and Ass., A Study into Current FM Receiver Performance and the Relevance of FM Allocation Criteria, Projet 7-46-78. Préparé pour le Ministère des Communications, Ottawa, DSS File No. 1 12ST 36100-7-0545.
- [3] L.K. CHAU, Receiver Improvement as an Aid to FM Channel Availability Planning (2nd report), Rapport interne, Ministère des Communications, Ottawa, Mars 1979.
- [4] Procédure concernant la radiodiffusion: Règles régissant l'Exploitation multiplex des communications secondaires, PR7, 2^{ème} Edition, Service de la réglementation des télécommunications, Ministère des Communications, Gouvernement du Canada, décembre 1976.
- [5] Bach VO, La radiodiffusion MF, MA et MA Stéréo. Dossier ERT-04-106, Direction générale des Services techniques, Ministère des Communications, Gouvernement du Québec, Mars 1980.
- [6] E. SOMMERS, "Digital Broadcasting piggybacking FM Subchannels", Broadcasting Systems & Operations, April 1979.
- [7] E. SOMMERS, "The Growing Potential of FM/SCA", Radiactive, Vol. 5, No. 2, pp. 8-9, Feb. 1979.
- [8] L. HENLUND, "SCMO: Biggrowth Potential", Broadcaster, Vol. 38, No. 10, October 1979.
- [9] G.J. GARRISON, "Intermodulation Distortion in FDM/FM Systems - A Tutorial Summary", IEEE Trans. Commun. Tech., Vol. Com-16, April 1968.
- [10] T.J. CROSS, "Intermodulation in FM Systems due to Transmission Deviations and AM/PM Conversion", Bell System Tech. J., vol. 45, Dec. 1966.
- [11] M. OHARA, "Distortion and Crosstalk Caused by Multipath Propagation in Frequency Modulation Sound Broadcasting", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC-26, No. 3, pp. 70-81, Sept. 1980.
- [12] D.J. POPP, "The study of SCA interference in stereo FM receivers", IEEE Trans. on Broadcasting and TV Receivers, Vol. BTR-9, No. 2, July 1963, pp. 41-47.
- [13] A.H. BOTT, "Analysis of certain system characteristics of stereo and SCA operation", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. BC-13, No. 1, January 1967, pp. 15-18.
- [14] L.E. HEDLUND, "Stereo and SCA are totally compatible in FM broadcasting", Communications News, Vol. 11, No. 4, April 1974.
- [15] M.S. CORRINGTON, "Frequency modulation distortion caused by common - and adjacent - channel interference", RCA Rev., Vol. 7, No. 4, Dec. 1946, pp. 522-560.

APPENDICES

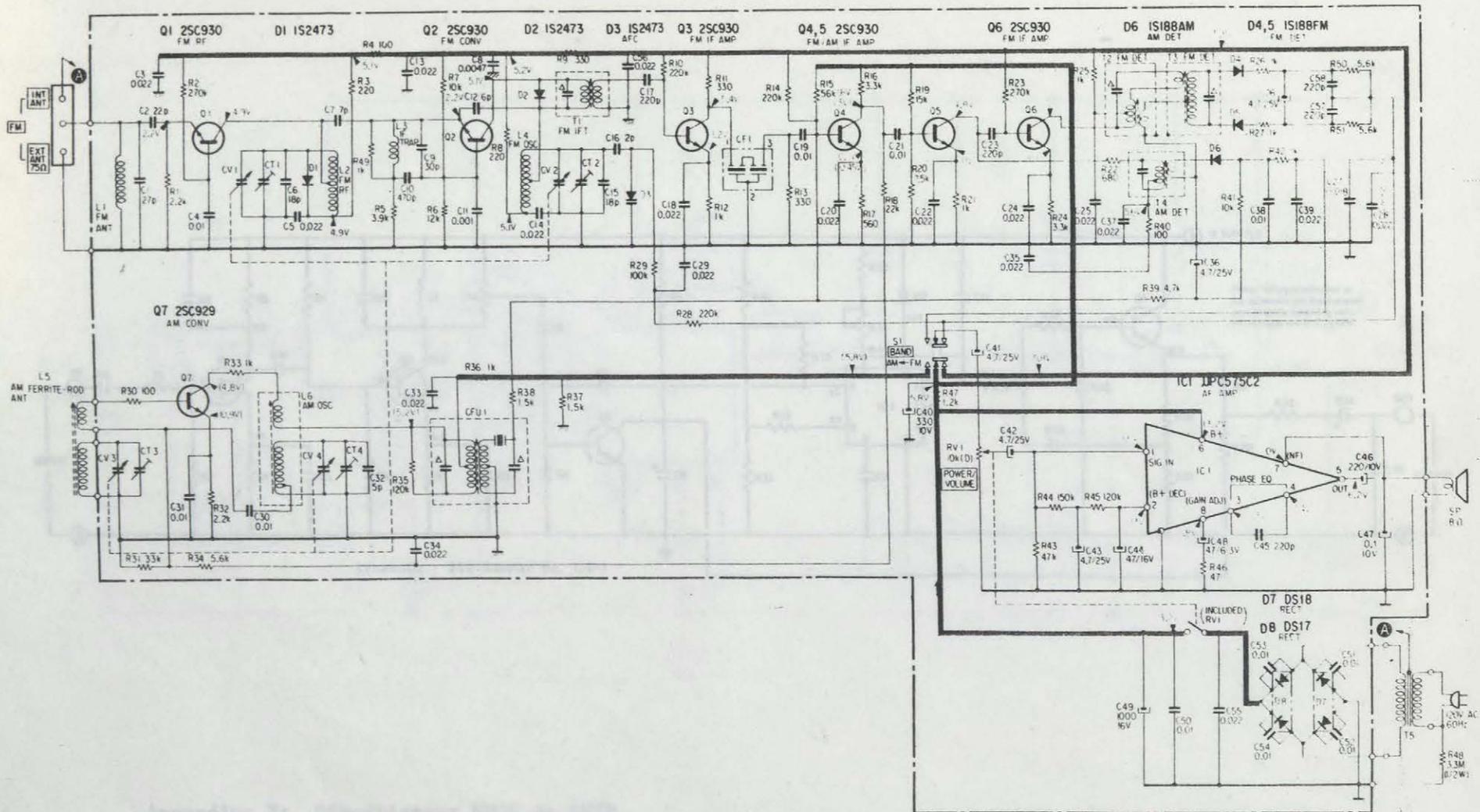
11-(2) JT-V77 Schematic Diagram (for U.S.A. and Canada)



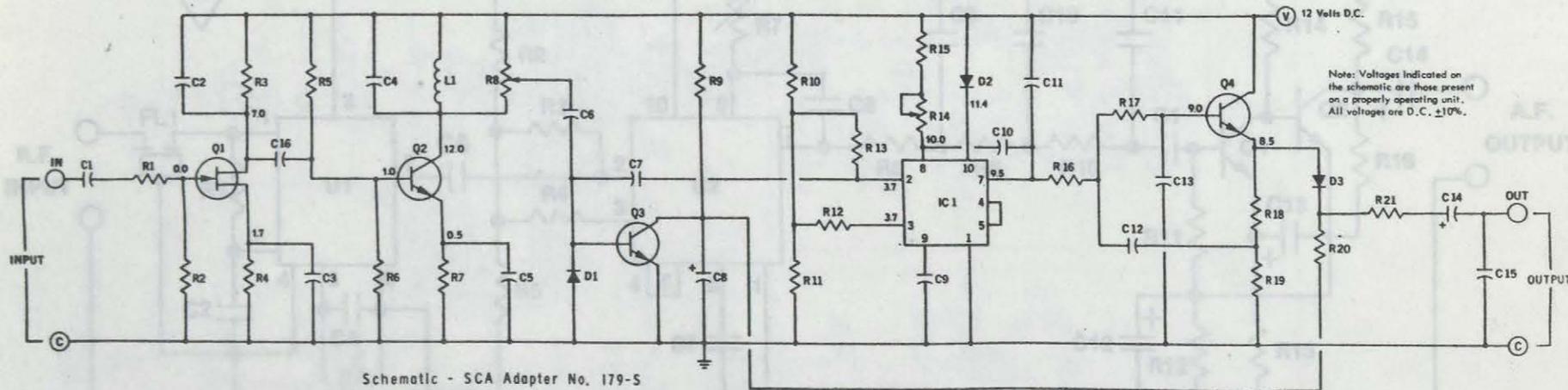
Appendice A: Circuit détaillé du récepteur JVC.



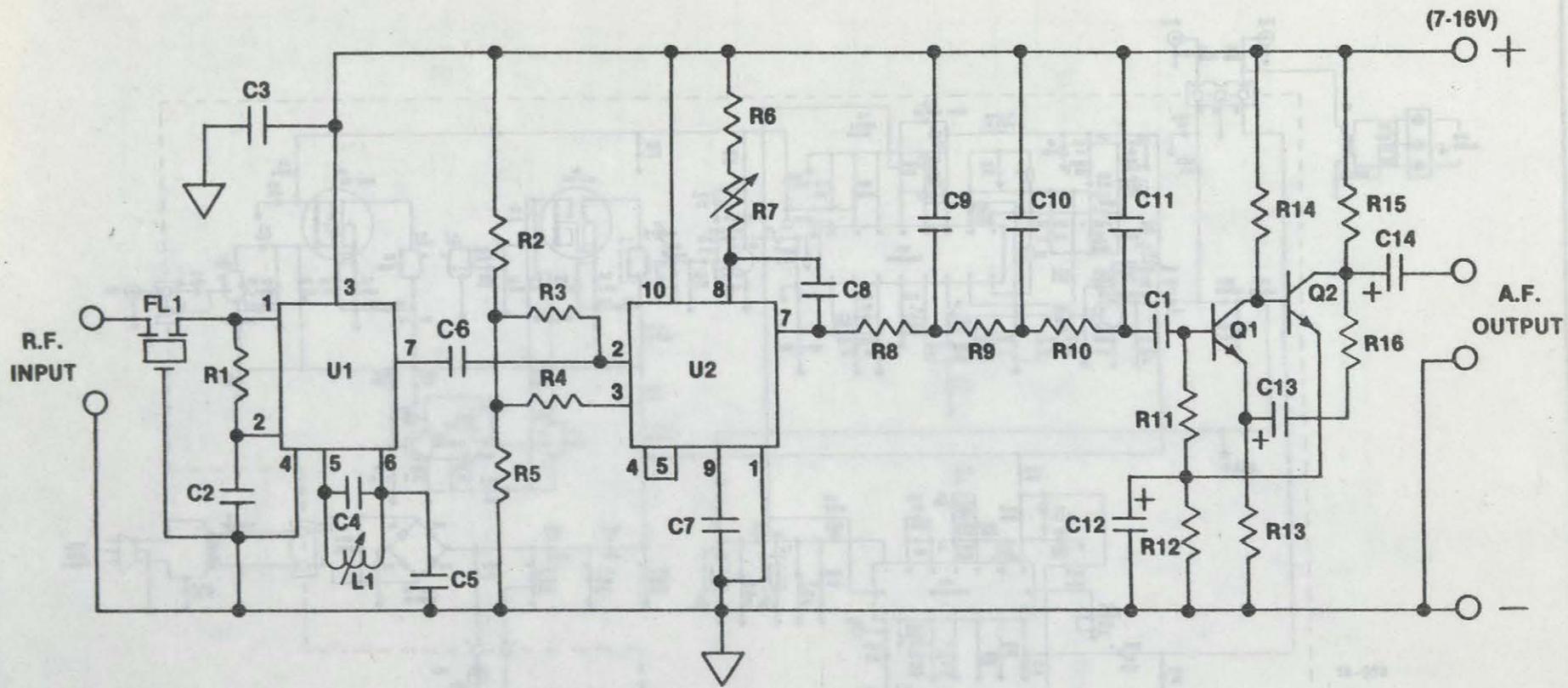
Appendice A: Circuit détaillé du récepteur Advent.



Appendice A: Circuit détaillé du récepteur Sony.

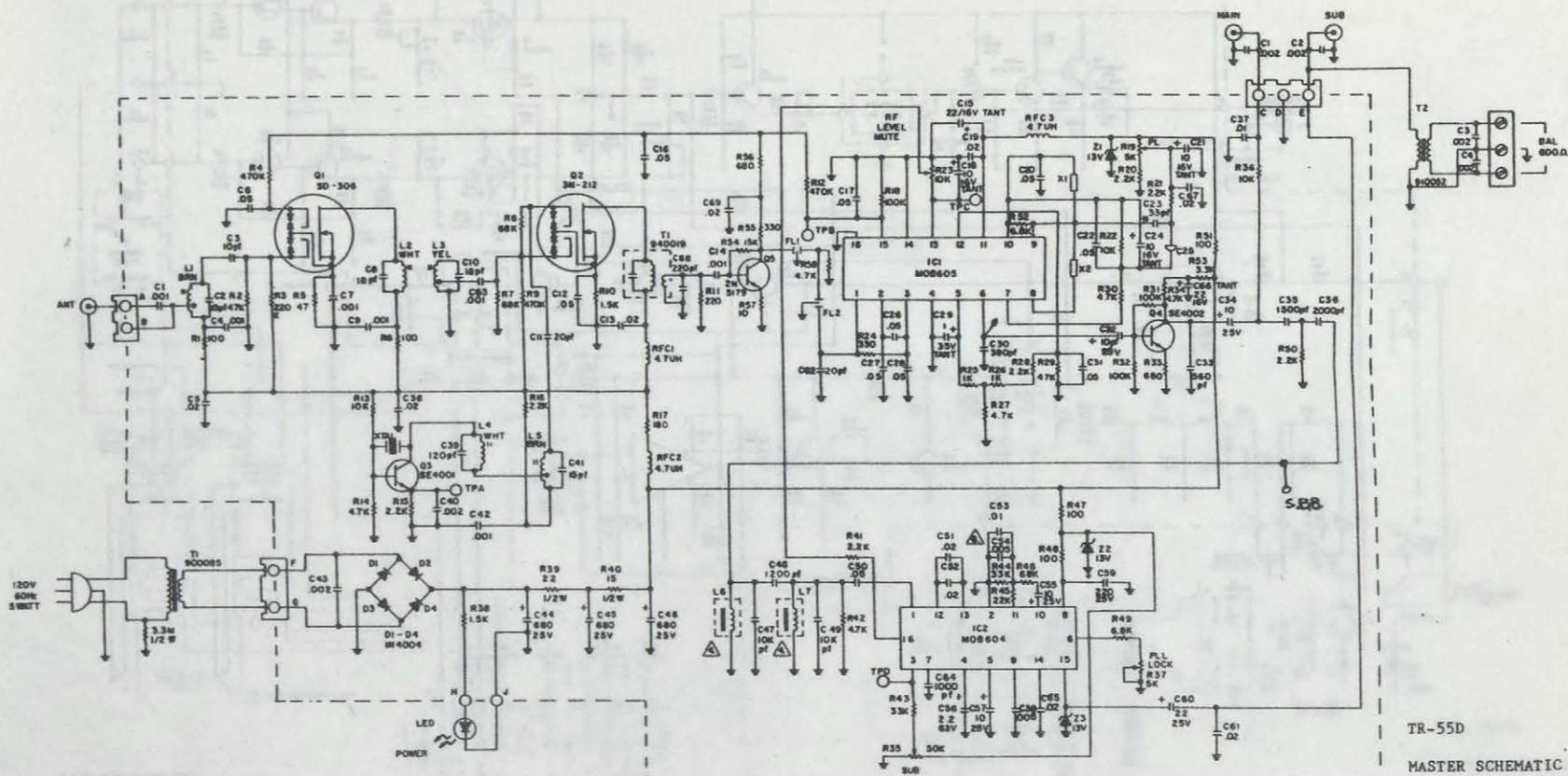


Appendice B: Démodulateur EMCS de SWTP.



Appendice B: Démodulateur EMCS de GI.

Annexe B: Circuito desmodulador de receptor EMCS.



7 = VALUE SELECTED IN TEST
 Δ FOR 75 MICROSECOND DE-EMPHASIS REMOVE C53 & C54

Δ FOR 30-41KHz OPERATION CHANGE L6 & L7 TO 930209 AND CHANGE C TO A 1600P

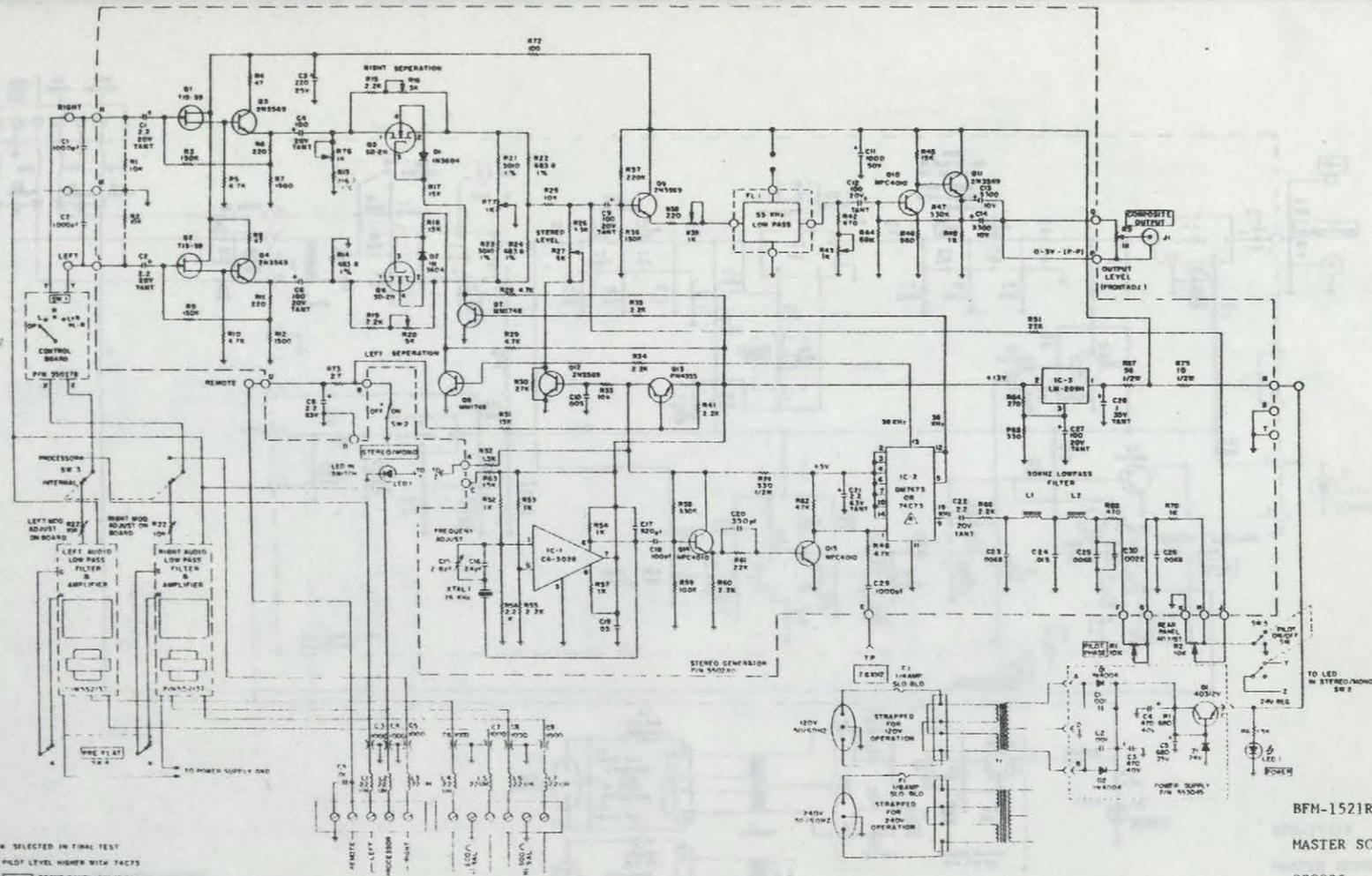
□ DENOTES FRONT PANEL FUNCTIONS

2 UNLESS OTHERWISE SPECIFIED RESISTORS IN OHMS, 1/4W, 5% CAPACITORS IN MFD

NOTES: DATE OF THIS SCHEMATIC OCT 6, 1978

RECEIVER P.C.B.
 P/N 554076

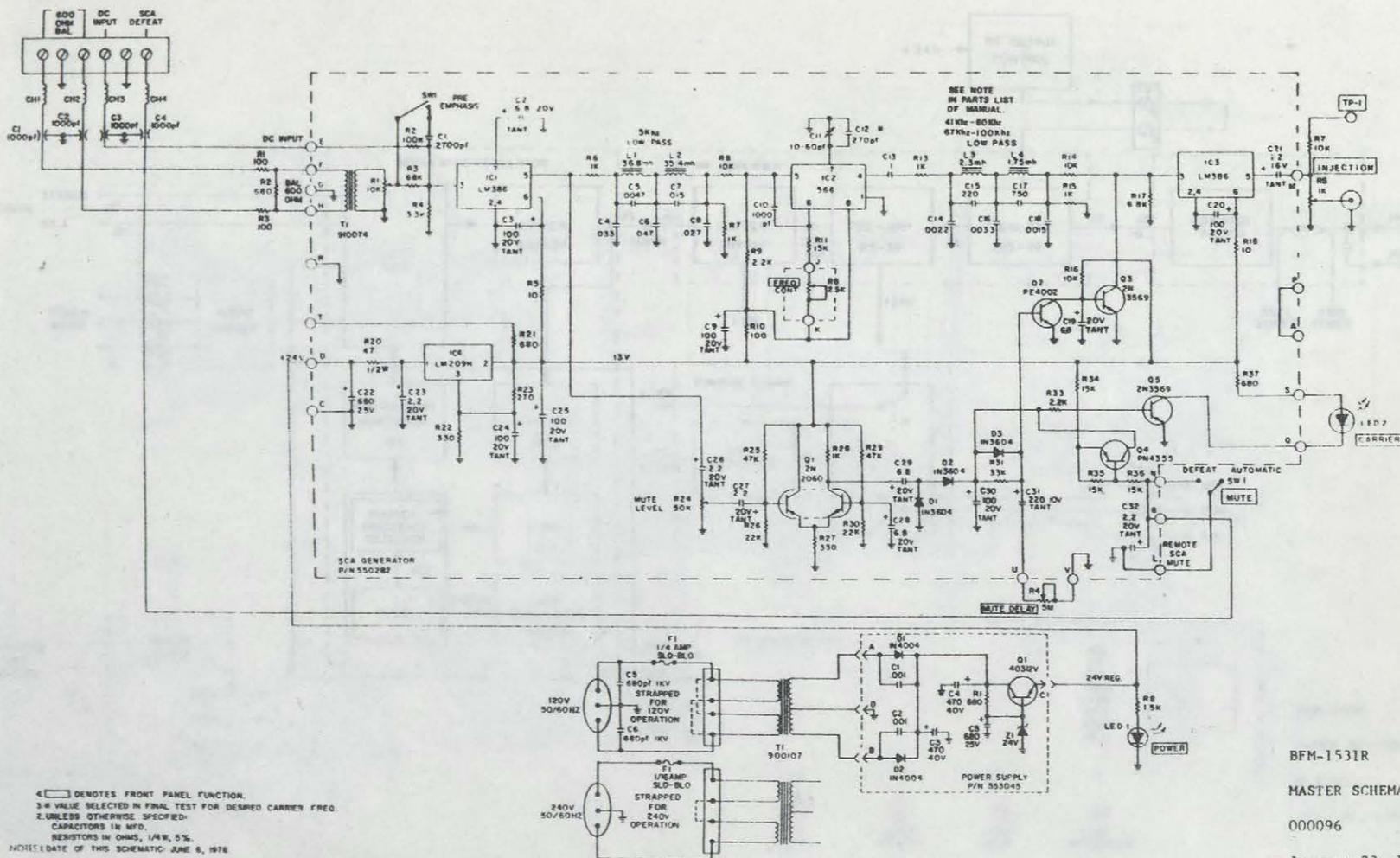
TR-55D
 MASTER SCHEMATIC
 000069
 July 1, 1980



BFM-1521R
 MASTER SCHEMATIC
 000095
 January 14, 1980

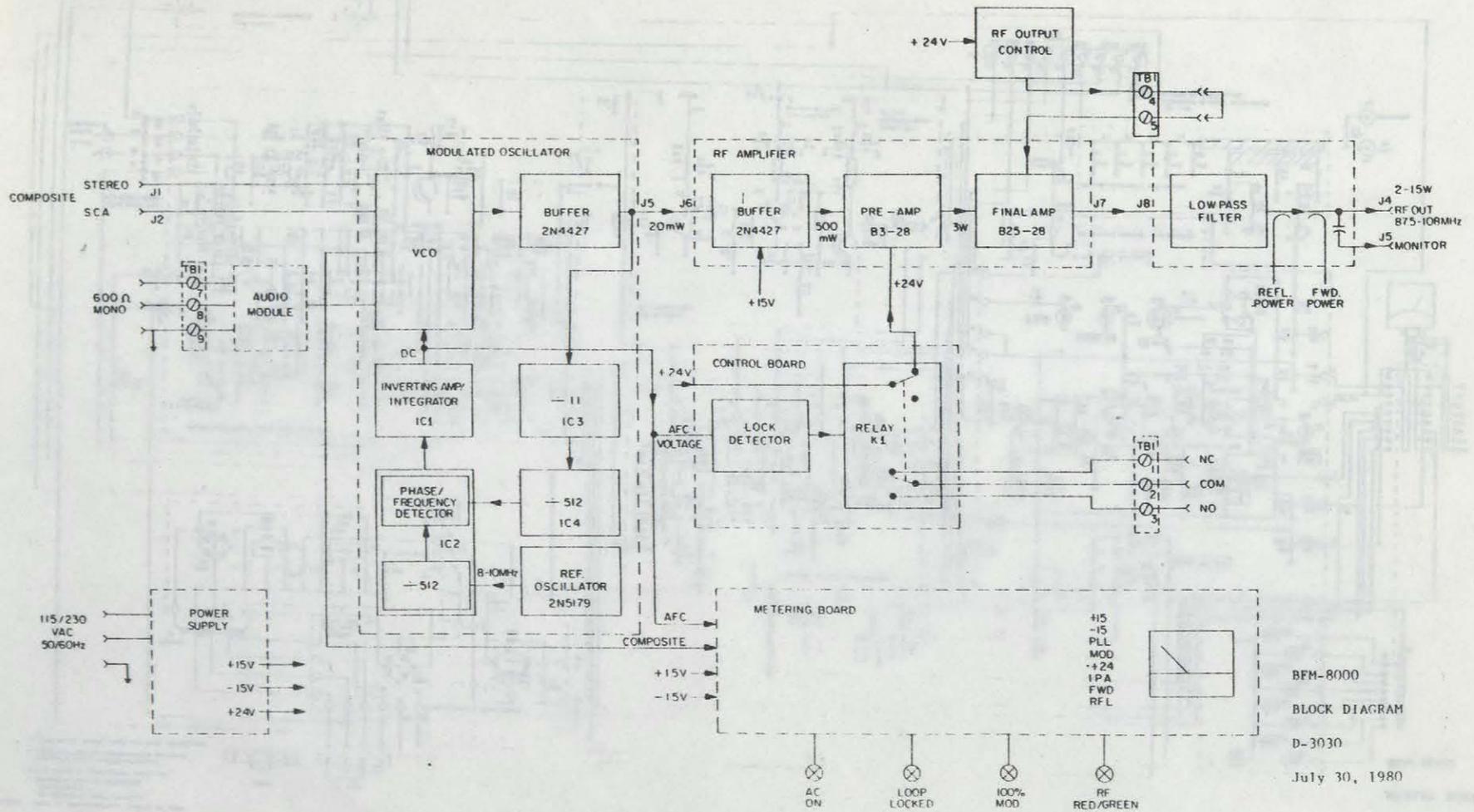
3 = SELECTED IN FINAL TEST
 ▲ PLOT LEVEL HIGHER WITH TACTS
 1 FRONT PANEL FUNCTIONS
 2 UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
 RESISTORS 1/2W 10%
 CAPACITORS 50V 5%
 NOTES: DATE OF THIS SCHEMATIC W/4 1/8/80

Appendice D: Circuit détaillé du générateur stéréo McMartin, modèle BFM-1521 R.



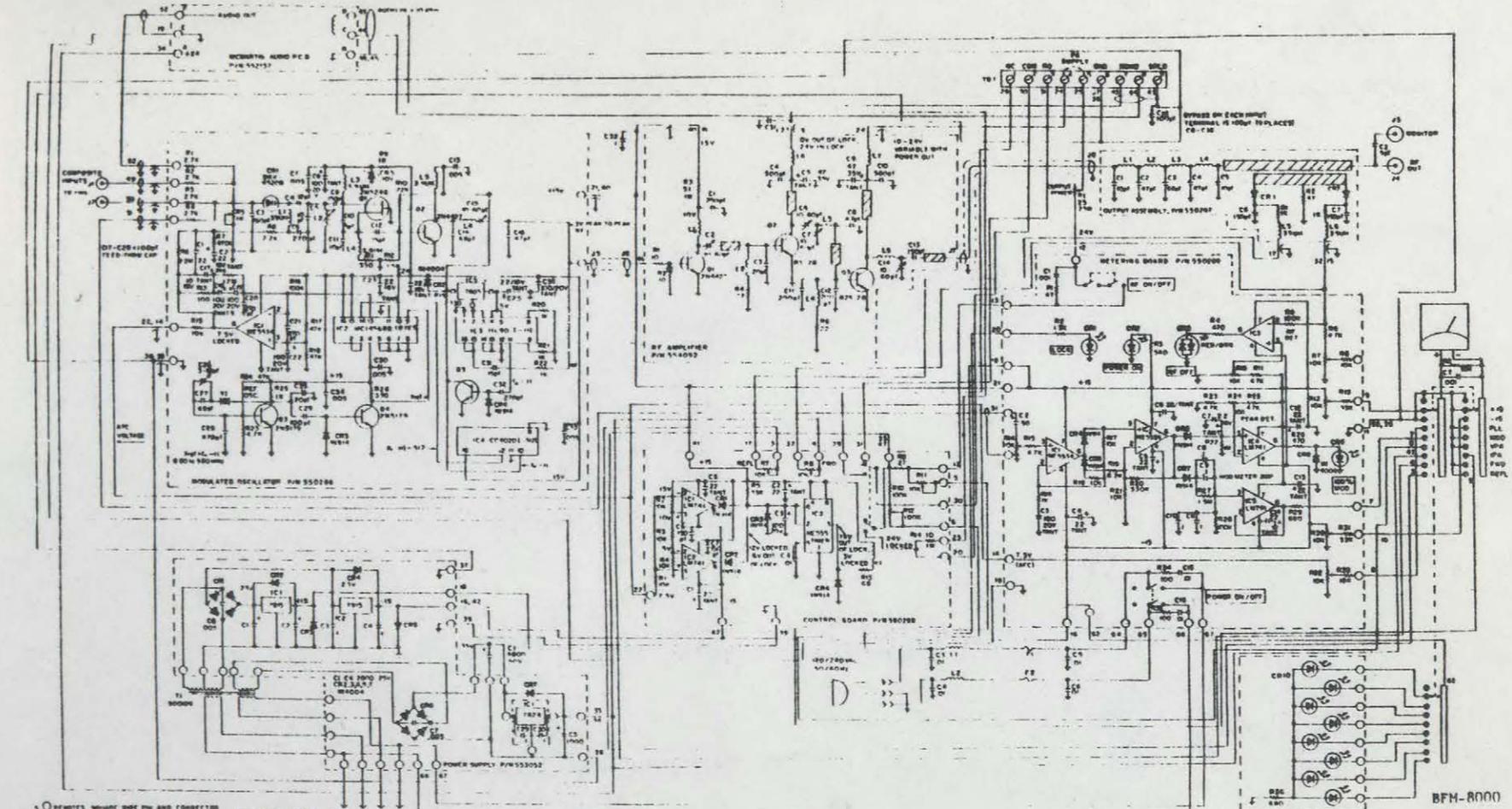
BFM-1531R
 MASTER SCHEMATIC
 000096
 January 23, 1980

Appendice D: Circuit détaillé du générateur EMCS McMartin, modèle BFM-1531 R.



BFM-8000
BLOCK DIAGRAM
D-3030
July 30, 1980

Appendice D: Diagramme fonctionnel du modulateur MF McMartin, modèle BFM-8000.



1. ○ DENOTES SHIELD SIDE PIN AND CONNECTOR
 2. NUMBERED LINES IN GREEN BOXES INDICATE
 SHIELDED WIRE IN WIRE HARNESS
 3. □ DENOTES FRONT PANEL FUNCTION
 4. UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
 CAPACITOR IS 5%
 RESISTOR IS 1%, 1/4W, 1/2W, 1W
 MORE: DATE OF THIS SCHEMATIC: MARCH 11, 1980

BFM-8000
 MASTER SCHEMATIC
 000873
 July 15, 1980

Appendice D: Circuit détaillé du modulateur MF McMartin, modèle BFM-8000.

QUEEN P 91 .C655 A54314 1981
Angers, Denis
Etude de l'utilisation du ca



ANGERS DENIS
-- Etude de l'utilisation du canal
réservé aux communications secon-
daires (EMCS-SCMO) dans un système de
modulation de fréquences et de son
affectation à des fins autres que
présenté : rapport final.

P
91
C655
A534f
1981

DATE DUE			
DATE DE RETOUR			

