

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Systeme à Accès Multiple par

Spèctre Etalé

1 PLANCHES

Proposé Par :

Goralsky

Etudié par :

Boutarfa

Mouzaoui

Dirigé par :

Goralsky

PROMOTION : janvier 87

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

” وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا “

صدق الله العظيم

SYSTEME A ACCES MULTIPLE

A SPECTRE ETALE

	Page
- Préambule	2
- <u>Chap. I/</u> : Multiplexage Analogique par répartition en Fréquence (FDM). Multiplexage Numérique par Répartition dans le Temps (TDM).	3
1/ Signaux Unitaires:.....	3
2/ Signaux Multiplex.....	3
2.1/ Multiplexage par Répartition en Fréquences :.....	4
2.1.1/ Multiplexage à transposition de fréquences:..... (systemes à courants porteur).	6
2.1.2/ Système à Sous-Porteuses modulées (exemple: transmission stéréophonique).....	10
2.2/ Multiplex à répartition dans le temps.....	11
2.2.1/ Exemple: Technique MIC:.....	12
2.2.2/ Synchronisation analogique et numérique.....	14
3/ Comparaison du Numérique et de l'Analogique.....	16
- <u>Chap. II/</u> : CONCEPT DU SPECTRE ETALE:.....	18
1/ Introduction à la technique SS (Spread Spectrum), modèle mathématique.....	18
2/ Signaux du spectre étalé.....	21
3/ Le récepteur SS.....	22
4/ Interférence indépendante stationnaire au sens large. Exemple (programmes).....	24
5/ Calculs Spectraux de séquence directe.....	33 bi
6/ Conclusions.....	33 te
- <u>Chap. III/</u> : ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE COMMUNICATION	
MULTIPLY PAR ETALEMENT DU SPECTRE:.....	34
1/ But.....	34
2/ Schéma Synoptique, études des blocs du circuit.....	35
3/ Schéma électronique.....	47
Conclusions Générales:.....	48
Annexe:.....	48 bi
Bibliographie:.....	52

P R E A M B U L E :

La technologie en télécommunications a pris un grand essor depuis la seconde guerre mondiale. Les premières applications de cette technologie étaient les systèmes multiplex par répartition dans le temps (TDM : time division multiplex).

Les systèmes de transmission utilisaient alors une modulation d'impulsion en amplitude ou une durée associée à une modulation de la porteuse en amplitude ou en fréquence.

C'étaient des Applications Directes des Techniques Développées par les militaires pendant la guerre.

Cependant ces systèmes TDM n'ont été introduits dans les télécommunications publiques que très tardivement. Ceci à cause de quelques inconvénients inhérents à la Technique TDM, notamment une bande passante plus large que celle exigée dans la Technique de Multiplexage par Répartition en fréquence (FDM : Frequency Division Multiplex) et une technologie éprouvée pouvant accomplir une très grande vitesse de transmission d'impulsion.

Ayant opté pour le Numérique, nous avons été conduits à utiliser la technique (Spread Spectrum) basée sur le sujet des communications par étalement du spectre.

Cette étude, enfin, nous a permis d'atteindre le but que l'on s'est assigné à savoir de créer effectivement un système à accès multiple basé sur le principe d'un code (CDMA : Code Division Multiplex Access) caractérisé par une immunité très élevée aux bruits et à la bande étroite.

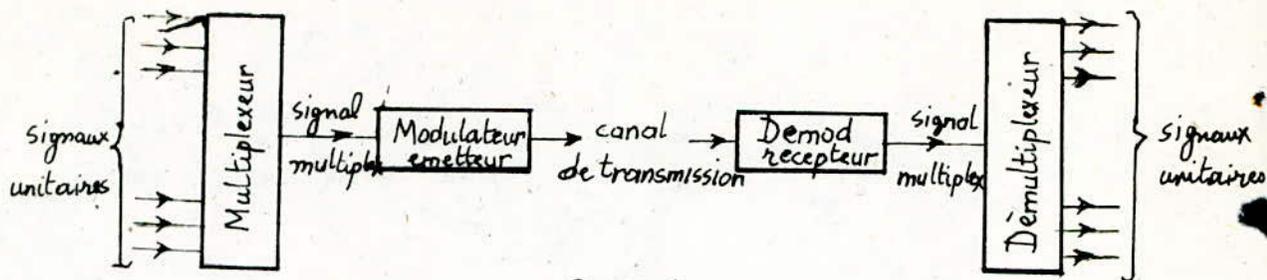
1/ SIGNAUX UNITAIRES :

Ce sont tous les signaux électriques dont on désire réaliser la transmission, tels qu'ils sont obtenus à l'aide de transducteurs (microphones, tubes de prises de vues, cellules photoélectriques, capteurs divers). Ces signaux de base sont caractérisés par leur spectre de fréquences. La largeur de celui-ci dépend souvent de l'utilisation ; ainsi, bien que le spectre de fréquences des signaux sonores soit compris approximativement entre 20 Hz et 20 KHz, la bande des fréquences transmises est comprise :

- entre 300 Hz et 3400 Hz en téléphonie ;
- entre 100 Hz et 5000 Hz en radiodiffusion par modulation d'amplitude ;
- entre 40 Hz et 15000 Hz en radiodiffusion par modulation de fréquence.

2/ SIGNAUX MULTIPLEX :

Ils sont obtenus en regroupant (on dira en multiplexant) plusieurs signaux unitaires avant leur transmission (fig. 1). Cette opération est économiquement très avantageuse, car une artère de transmission, susceptible d'acheminer un signal composite réunissant n signaux unitaires, est moins coûteuse que n artères individuelles. Par ailleurs, d'un point de vue technique, avec certains dispositifs de regroupement, la puissance nécessaire à l'émission est plus faible que dans le cas de n transmissions parallèles. C'est en particulier le cas lorsqu'il s'agit de voies téléphoniques car, à un instant déterminé, une grande partie des voies sont inactives (environ 50 % si l'artère contient les voies aller et les voies retour) ; cette compensation n'a pas lieu si la transmission est faite en parallèle. De plus, la plupart des supports de transmission disponibles ont naturellement une capacité supérieure à celle nécessaire pour acheminer un signal élémentaire et alors, le regroupement des signaux unitaires ne nécessite l'installation d'équipements supplémentaires qu'aux extrémités de la liaison. Cet ensemble de considérations, dont la plus importante est économique, explique l'utilisation intensive des transmissions multiplex dans les réseaux actuels.



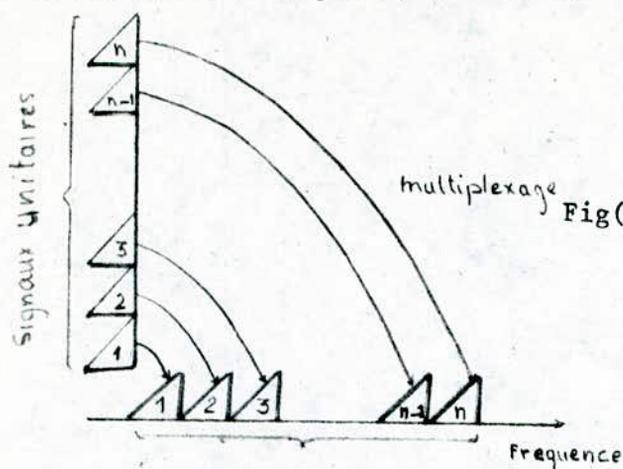
figI: transmission Multiplex.

En contrepartie, l'utilisation de signaux multiplex impose quelques contraintes supplémentaires. En ce qui concerne la structure du réseau, un ensemble multiplex est difficilement dissociable ; il est malaisé de réaliser des aiguillages en certains embranchements, car on ne peut accéder à un signal unitaire au cours du trajet. Plus grave est la sujétion résultant des risques de diaphonie dans une artère (défaut dû à l'action conjuguée des signaux unitaires sur l'un d'entre eux). La diaphonie peut être intelligible : le signal diaphonique apparaissant intempestivement dans la voie "brouillée" n'est que peu distordu par rapport au signal de la voie brouilleuse ; dans le cas d'une transmission sonore, le son parasite est alors intelligible. Pour une même intensité, cet effet est subjectivement plus désagréable que celui de la diaphonie inintelligible. Celle-ci résulte d'effets non linéaires ; les signaux diaphoniques n'ont aucune ressemblance avec les signaux originaux. Dans le cas d'un système comportant un grand nombre de voies, les signaux diaphoniques présentent un caractère essentiellement aléatoire et se manifestent de la même manière qu'un bruit de fond. Le regroupement de n signaux élémentaires en un signal multiplex peut être réalisé principalement de deux façons : par répartition en fréquences ou par répartition dans le temps.

2.1/ MULTIPLEXAGE PAR REPARTITION EN FREQUENCES :

Ce multiplexage est utilisé avec des signaux dits analogiques, pour les distinguer des signaux numériques. A chaque signal unitaire est affectée une partie de la bande de fréquences du signal multiplex. Par des translations de fréquences appropriées, on amène chaque signal unitaire composant à la place qui lui revient dans le spectre de signal multiplex (fig. 11)

L'opération inverse permet de restituer les signaux initiaux.



Fig(II): Multiplexage par répartition en fréquences (chaque triangle représente symboliquement le spectre de fréquences d'un signal unitaire).

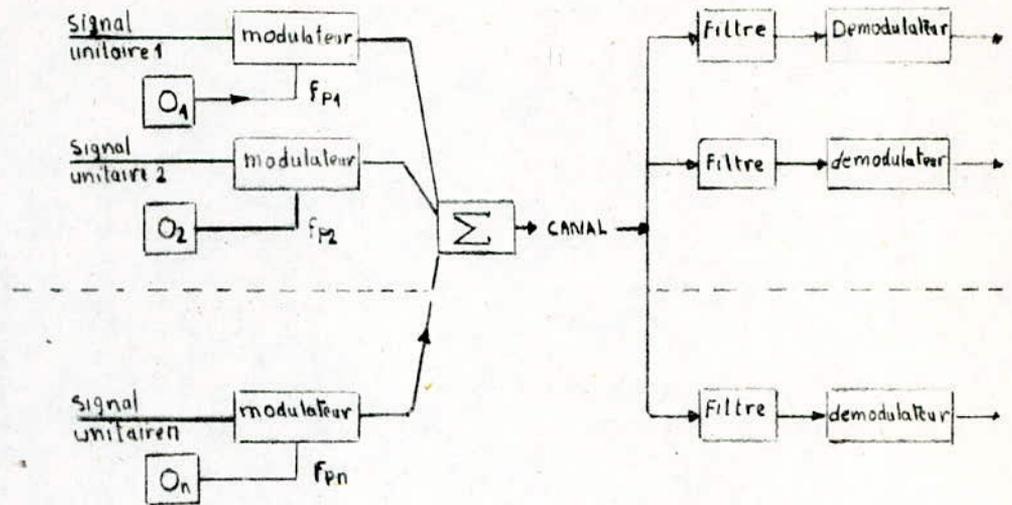
Pour ce multiplexage, le signal unitaire module une sous-porteuse de fréquence F_p ; le spectre du signal modulé se déduit de celui du signal modulant par une translation de la bande de base (bande de fréquences du signal unitaire) à un domaine de fréquences entourant F_p . Le schéma de principe d'un multiplexeur et d'un démultiplexeur en fréquences s'obtient alors facilement (fig. III). Les oscillateurs O_1, O_2, \dots, O^n fournissent les n fréquences sous-porteuses décalées $F_{p1}, F_{p2}, \dots, F_{pn}$. Les n signaux unitaires modulent ces sous-porteuses. Il suffit alors d'additionner les n ondes modulées pour obtenir le signal multiplex contenant toute l'information des n signaux unitaires. Dans le démultiplexeur, on doit d'abord filtrer les bandes correspondant aux spectres des différents canaux, puis démoduler pour reconstituer les n signaux initiaux.

Dans la pratique, les non-linéarités des chaînes de transmission entraînent la génération de produits d'intermodulation à des fréquences qui sont des combinaisons linéaires des fréquences composant le spectre du signal multiplex. Il en résulte une diaphonie inintelligible, perçue comme un bruit de fond. Pour éviter cet effet, on peut utiliser deux méthodes :

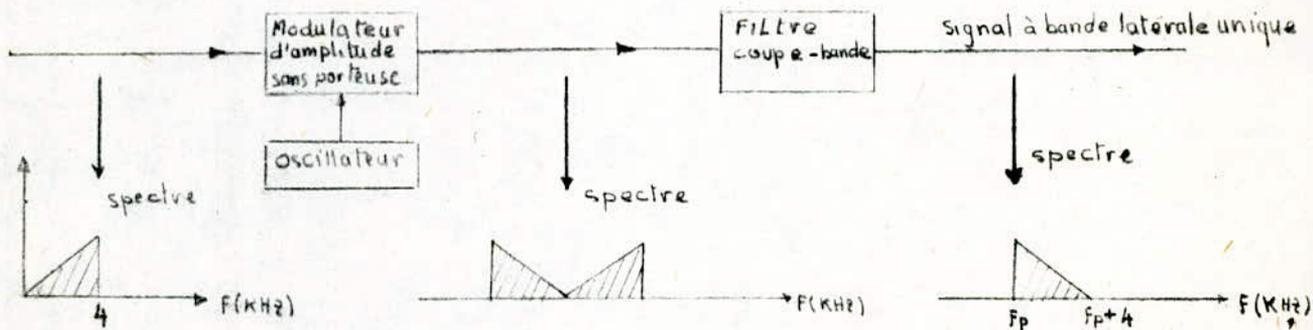
- imposer à la chaîne de transmission des tolérances de linéarité telles que le niveau de la diaphonie inintelligible soit du même ordre de grandeur que celui du bruit de fond ;

- limiter le remplissage du spectre et prévoir des intervalles de fréquences vides correspondant aux fréquences des produits d'intermodulation les plus importants.

Fig (III): Principe d'une chaîne de transmission multiplex à répartition en fréquences



1°) Multiplex à transposition de fréquences (systèmes à courants porteurs). Cette sorte de multiplex est à remplissage très dense, car les spectres des canaux forment une bande interrompue. Les signaux unitaires sont des voies téléphoniques ; à chaque voie est allouée une bande de 4 KHz. Dans le signal multiplex, chaque canal a un spectre que l'on peut considérer comme déduit de celui du signal unitaire (ou de son symétrique) par une translation de fréquence ; celle-ci est réalisée au moyen d'une modulation à bande latérale unique (B.L.U) résultant d'une modulation d'amplitude à porteuse supprimée, suivie d'un filtrage passe-bande (fig. IV). Aucune énergie ne subsiste sur les fréquences sous-porteuses.



Fig(IV): Principe de la translation de fréquences dans un multiplex à transposition de fréquences.

En principe, il est possible de constituer des multiplex de tous ordres, en juxtaposant autant d'opérations de modulation en B.L.U et de filtrage qu'il le faut. Cependant le filtrage nécessaire à l'élimination d'une des bandes latérales du signal modulé en amplitude et sans porteuse est de réalisation difficile pour des sous-porteuses de fréquences élevées et l'on préfère constituer le multiplex par étape. On commence par éliminer une bande latérale à une fréquence auxiliaire assez basse (8 KHz, par exemple) et l'on procède ensuite à de nouvelles translations de fréquences pour amener chaque canal à la place qui lui revient.

Les tailles des différents échelons de multiplexage sont normalisées. On trouve successivement (fig. V) :

a) Le groupe primaire : il est constitué de douze voies unitaires ; la bande totale occupée est donc de 48 KHz.

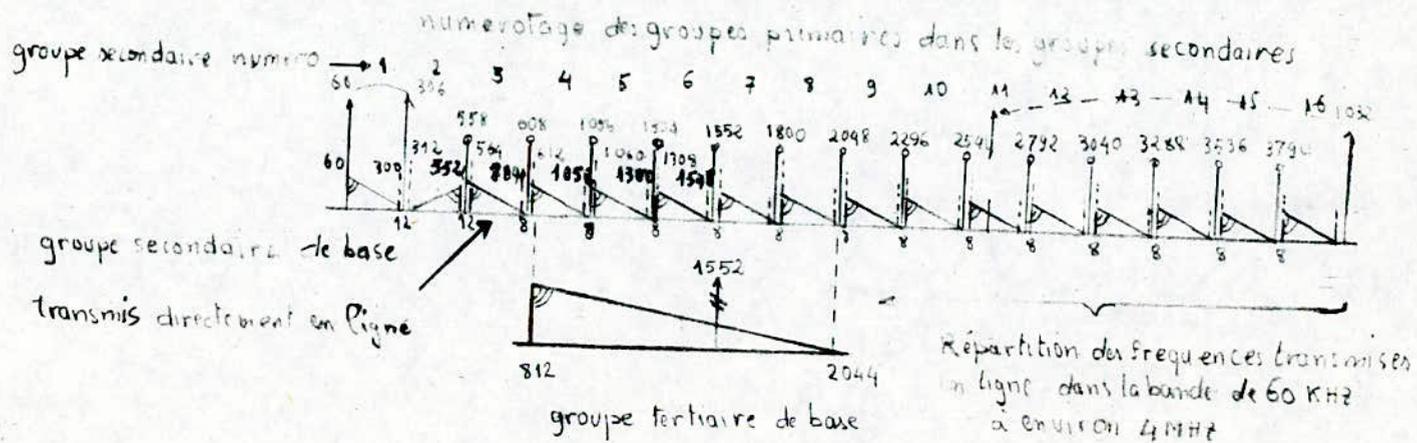
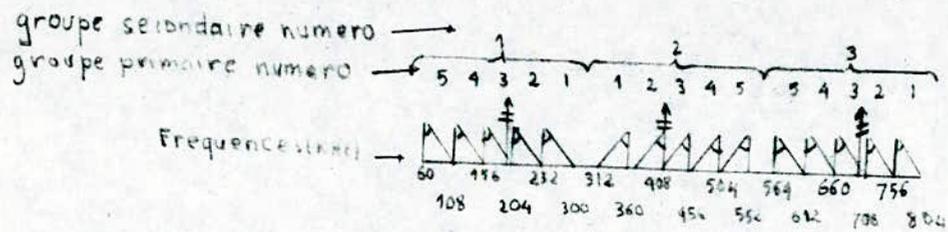
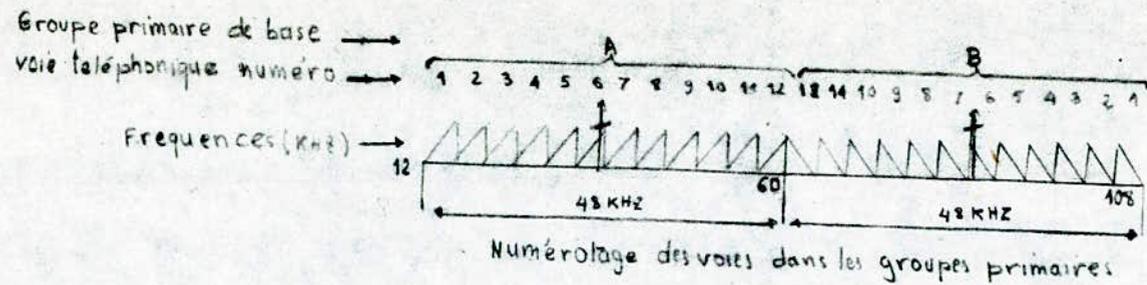
Il y a deux sortes de groupes primaires :

- type A : de 12 à 60 KHz (canaux directs) ;
- type B : de 60 à 108 KHz (canaux inverses).

b) Le groupe secondaire : il est formé par la réunion de cinq groupes primaires ; il correspond donc à soixante voies téléphoniques. La bande occupée par un groupe secondaire est de 240 KHz. En règle générale, on l'obtient en deux temps. Dans un premier temps les groupes primaires, convenablement transposés, sont juxtaposés pour former un groupe secondaire de base qui occupe conventionnellement la bande 312-552 KHz. Ensuite par changement de fréquences, le groupe secondaire de base est amené dans l'une des bandes de fréquence réservées aux groupes secondaires.

Entre les trois positions normalisées des groupes secondaires (fig. V), un écart de 12 KHz a été ménagé pour faciliter le filtrage et permettre la transmission d'ondes pilotes.

c) Le groupe tertiaire : il est formé par la réunion de cinq groupes secondaires ; il correspond donc à trois cents voies téléphoniques. Le groupe tertiaire de base est conventionnellement constitué par l'ensemble des groupes secondaires numérotés de quatre à huit ; il s'étend donc de 812 KHz à 2044 KHz. D'autres groupes tertiaires s'en déduisent par transposition. Leur largeur de bande théorique est de 1232 KHz ; pratiquement,



Fig(V) : Multiplex à répartition de fréquences normalisé.

O.P.R.L
 ondes pilotes de
 régulation de ligne

O.P.G
 ondes pilotes
 de groupes

O.A.M
 ondes additionnelles
 de mesure

l'étalement de leur spectre est de 1320 KHz (à cause des bandes de garde ménagées pour le passage des ondes pilotes).

d) Le groupe quaternaire : il est formé par la réunion de trois groupes tertiaires. Il y a trois types normalisés de groupe quaternaires :

- groupe quaternaire A : 316 - 4188 KHz (direct);
- groupe quaternaire B : 4332 - 8204 KHz (direct);
- groupe quaternaire C : 8516 - 12388 KHz (inversé).

Le groupe C est considéré comme le groupe quaternaire de base.

Dans la description qui précède, des intervalles de fréquences, destinés à des ondes pilotes, ont été ménagés. Ces ondes sont indispensables à une exploitation continue d'un système à courants porteurs ; leur rôle est de fournir des références d'amplitude et de fréquence en certains points de la chaîne de transmission. On distingue :

- Les ondes pilotes de régulation de ligne (O.P.R.L) :

Une ligne à grande distance est constituée de plusieurs sections de régulation. Une ou deux ondes pilotes sont introduites au début de la section avec un niveau bien défini. Le niveau de l'onde pilote, reçue à travers un filtre étroit, est comparé à une référence de niveau ; l'écart sert de commande à un amplificateur à gain variable (régulateur de gain). En outre, les ondes pilotes de régulation de ligne servent souvent d'ondes de contrôle de fréquence. Pour reconstituer les signaux initiaux, il faut connaître avec précision les fréquences de transposition à la réception. Une onde pilote de régulation de ligne peut commander une boucle à verrouillage de phase dont l'oscillateur asservi délivre toutes les fréquences nécessaires aux transpositions de réception.

- Les ondes pilotes de groupe (O.P.G.) :

Elles jouent le même rôle que les O.P.R.L ; elles sont introduites lors de la constitution du groupe et subsistent jusqu'à sa dissolution. En effet, l'expérience a montré qu'en dépit de la régulation des systèmes de transmission par O.P.R.L., on ne peut pas garantir une stabilité suffisante pour les voies téléphoniques d'un groupe primaire qui empruntent différents systèmes à courants porteurs au cours d'une transmission.

Les G.P.G permettent une régulation supplémentaire.

- Les ondes additionnelles de mesure (O.A.M.) :

Elles peuvent être introduites à la demande pour faire certaines mesures dans la bande de base du signal multiplex.

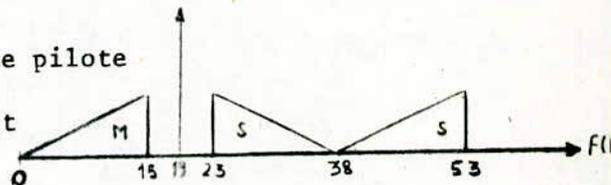
- Les ondes pilotes de continuité (O.P.C.) :

Spécifiques des faisceaux hertziens, leur rôle est d'indiquer la continuité du canal de transmission.

2°) Systèmes à sous-porteuses modulées (Exemple : transmission stéréophonique) : Dans ces systèmes, la densité d'occupation du spectre n'est pas très grande. A titre d'exemple, on va décrire le principe du multiplexage des voies droite et gauche (ou voies A et B) dans une transmission stéréophonique. Le système doit être compatible, c'est-à-dire qu'un récepteur, non muni du démultiplexeur stéréophonique (décodeur), doit restituer un signal égal à la demi-somme des signaux des voies A et B (on écrira qu'il est égal à $\frac{A + B}{2}$ et qui correspond à un enregistrement monophonique standard. Cela a conduit à transmettre, dans la partie basse du spectre, le signal $M = \frac{A + B}{2}$ (signal "monophonique" compatible) et, dans la partie haute, le signal complémentaire $S = \frac{A - B}{2}$ (signal "supplémentaire" stéréo). Le système à onde pilote, qui met en oeuvre ce principe, tend à se généraliser.

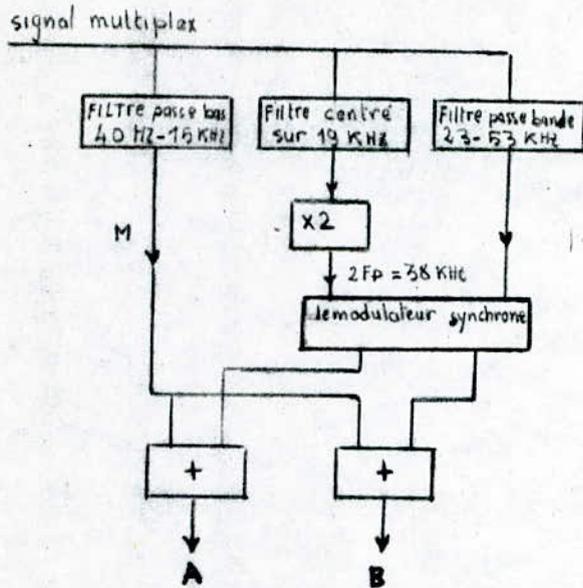
Fig(VI): Spectre du multiplex à onde pilote

M: Signal dit monophonique
S: Signal supplémentaire dit stéréophonique.



Le spectre du signal multiplex (fig. VI) s'étend de 40 Hz à 53 KHz ; de 40 Hz à 15 KHz, il correspond au signal $M = \frac{A + B}{2}$; ensuite, on trouve successivement une fréquence pilote à 19 KHz puis, de 23 KHz à 53 KHz, le spectre d'une sous-porteuse (38 KHz) modulée en amplitude par le signal $S = \frac{A - B}{2}$, spectre dans lequel la sous-porteuse est supprimée.

Le démultiplexeur (fig. VI) comprend une batterie de filtres qui permettent d'isoler les trois parties du spectre du signal modulé ; la fréquence pilote doublée servira de référence locale pour la démodulation synchrone du signal "supplémentaire" stéréo S ; par somme et différence, les signaux A et B sont ainsi restitués.



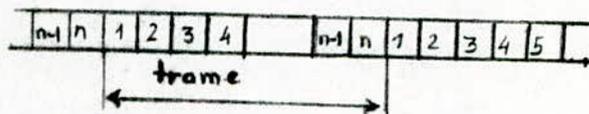
Fig(VII): Schéma du décodeur stéréophonique.

Dans ce type de multiplex, on accepte un certain gaspillage de la bande de fréquences pour que les décodeurs stéréophoniques soient assez simples.

2.2/ MULTIPLEX A REPARTITION DANS LE TEMPS :

Le multiplexage à répartition dans le temps est lié à la transmission d'impulsions. La constitution de ces multiplex dépend beaucoup de la modulation choisie. On démontre qu'un signal à bande limitée W peut être représenté par une suite d'échantillons, deux d'entre eux étant séparés par un intervalle de temps au plus égal à $\frac{1}{2W}$. Par exemple, une voie téléphonique, pour laquelle W est égale à $\frac{4}{2} \text{ kHz}$, peut être reconstituée à partir d'une suite d'échantillons espacés de $\frac{1}{8000}$ s, soit $125 \mu\text{s}$. Entre deux échantillons successifs, on dispose donc d'un temps déterminé (exactement $125 \mu\text{s}$ moins la durée d'un échantillon) pour trans-

mettre les échantillons relatifs à d'autres voies téléphoniques. Le multiplexage par répartition dans le temps consiste donc à affecter un intervalle de temps déterminé à chaque signal unitaire, et cela toutes les $\frac{1}{2W}$ secondes. On "entrelace" ainsi les échantillons correspondant à chaque signal unitaire (fig. VIII). Fondamentalement, la transmission est alors faite par impulsions et l'on verra qu'il existe de nombreuses variantes pour transmettre les échantillons des signaux unitaires.



Fig(VIII): Multiplexage par répartition dans le temps, succession des échantillons des différentes voies.

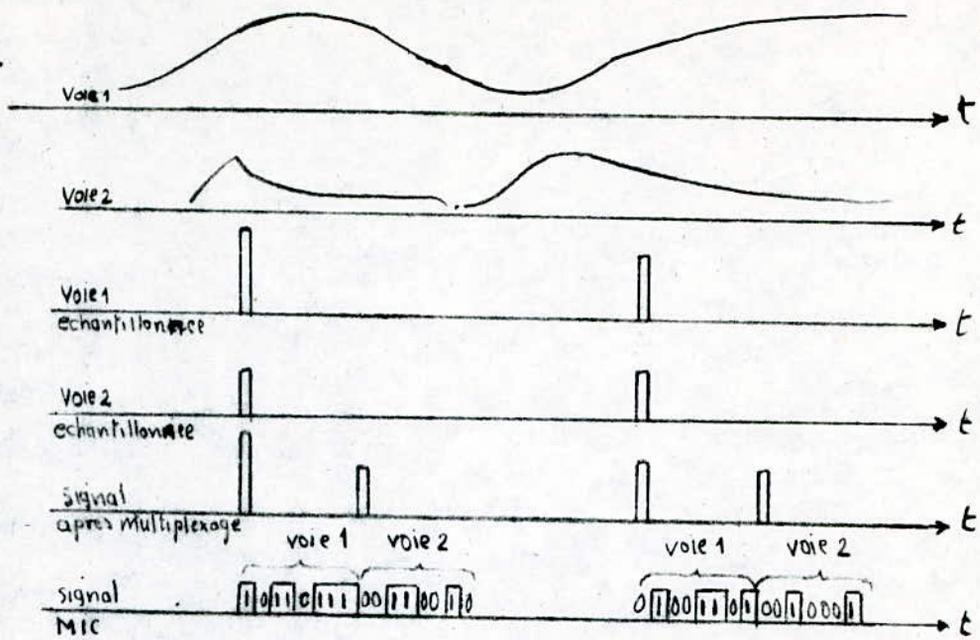
Les deux grandes classes de transmission d'impulsions sont :

- La transmission analogique d'impulsions : l'un des paramètres, caractérisant les impulsions transmises (amplitude, ou durée, ou position, est lié par une relation continue à la valeur de l'échantillon ;
- La transmission numérique d'impulsions : la valeur de l'échantillon est codée et donc quantifiée. Les impulsions transmises sont alors généralement binaires ; chaque échantillon est représenté par une suite plus ou moins longue d'impulsions suivant la finesse de la quantification.

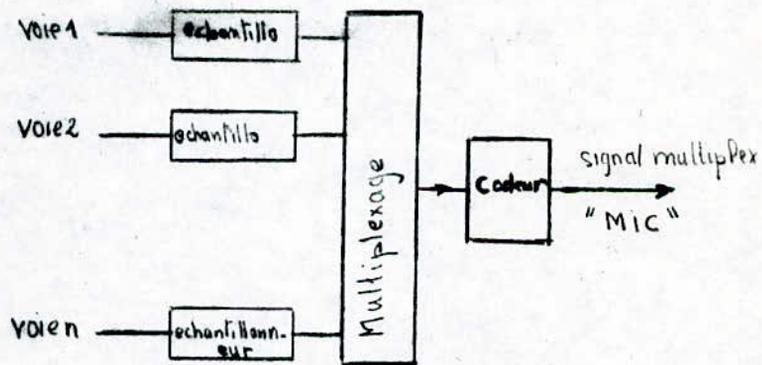
EXEMPLE DE MULTIPLEX A REPARTITION DANS LE TEMPS : MULTIPLEX M.I.C -

Les multiplex à modulation par impulsions et codage (M.I.C) sont utilisés pour transmettre des signaux téléphoniques. Chaque voie (ensemble des signaux correspondant à une voie de transmission) est échantillonnée à la fréquence de 8 KHz et chaque échantillon est codé en utilisant sept ou huit éléments binaires (suivant le bruit de quantification qui est toléré).

Les éléments binaires, ou bits, correspondant aux échantillons des différentes voies à multiplexer, sont ensuite entrelacés, pour former une trame d'une durée de 125 μ s (fig. IX a et b). Le codage a souvent lieu après le multiplexage pour simplifier les circuits. Le multiplex primaire, normalisé en Europe, comprend trente-deux intervalles de temps

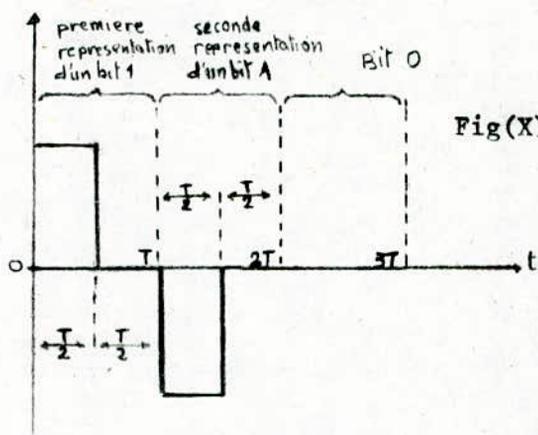


Fig(IXb): Constitution d'un signal M.I.C.



Fig(IXa): M.I.C. Schéma du codeur multiplexeur

correspondant à trente voies téléphoniques utiles, et le codage choisi est à huit moments. Le débit numérique total de ce multiplex M.I.C est donc de : $32 \times 8 \times 8 = 2048$ Kbits/s. Le signal multiplex se présente alors comme une suite aléatoire de "bits zéro" et de "bits un" se succédant à la vitesse de 2048 Kbits/s. A la réception, les éléments binaires correspondant à chacune des voies sont séparés.



Fig(X): Représentation des bits 1 et 0 dans un code bipolaire.

Ce multiplexage impose de synchroniser émission et réception et deux sortes de synchronisation de trames sont utilisées :

- Synchronisation analogique : Le signal analogique, représentant les éléments binaires, présente une particularité en début de trame : la règle de bipolarité n'est pas respectée (lorsque le signal M.I.C est représenté par un code bipolaire). Ce code conduit à un spectre du signal multiplex sans composante continue, car les "bits un" sont figurés par des impulsions alternativement positives et négatives (fig. X), tandis qu'un bit zéro correspond à une absence d'impulsion.

- Synchronisation numérique : Au début de la trame, on insère quelques éléments binaires dont le motif est invariable. A la réception, la présence périodique de ces éléments de verrouillage est détectée au moyen d'un synchroniseur.

S'il s'agit d'une phase d'acquisition, le premier motif étant reconnu, il y a recherche de motifs identiques toutes les 125 us après la détection

du premier. Si cette coïncidence est obtenue plusieurs fois de suite, l'acquisition est réussie. Dans le cas contraire, la recherche du motif est recommencée. En pratique, celui-ci arrive dans le verrouillage lui-même peut comporter plusieurs éléments binaires erronés. Si elles ne sont pas trop nombreuses (une ou deux), le synchroniseur peut cependant détecter le mot de verrouillage ; le nombre d'erreurs accepté influe sur le temps moyen d'acquisition.

Si le régime permanent est établi, le synchroniseur permet d'éviter qu'une procédure d'acquisition ne commence intempestivement.

3 - COMPARAISON DU NUMERIQUE ET DE L'ANALOGIQUE

Comparer le numérique et l'analogique est une entreprise difficile en raison du nombre élevé de paramètres impliqués. On tente néanmoins de donner ci-après quelques éléments de nature à faciliter cette comparaison.

Techniquement, on peut alléguer en faveur de la Technique Numérique (T.N) :

- Son caractère universel : le problème essentiel, dans les systèmes de T.N., consiste à restituer correctement le train de signaux élémentaires émis à l'origine et, dans cette opération, il n'y a pas bien de se préoccuper de la nature du message initial, alors qu'en analogique, les qualités à demander à l'artère de transmission varient avec la nature du message (par exemple, la distorsion de temps de propagation de groupe d'une voie importe peu en téléphonie mais elle compte beaucoup en transmission de données), ce qui conduit à spécialiser les liaisons.
- Son aptitude à s'accommoder d'un milieu de transmission de qualité relativement médiocre : en numérique, ce ne sont pas, comme en analogique, les bruits qui s'ajoutent mais les erreurs, et le taux d'erreurs reste infime tant que le rapport signal/bruit est supérieur à un seuil qui est faible. Mais elle présente, en téléphonie, le grave inconvénient d'occuper une bande passante beaucoup plus large que la transmission analogique : dans cette dernière, il suffit de 4 KHz pour établir une voie alors que le débit de 64 Kbit/s nécessite au minimum en vertu du théorème de Nyquist, une bande de 32 KHz. Cet inconvénient disparaît pour les autres types de service, tels que le téléinformatique et la transmission d'images fixes ou animées.
- En transmission de données, le débit maximal que l'on sait actuellement réaliser sur une voie analogique est de l'ordre de 9600 Kbit/s, ce qui est peu comparé au 64 Kbit/s d'une voie numérique.

- Pas de problème de synchronisation pour la transmission par multiplexage en fréquence étant donné qu'elle se fait de manière asynchrone ; par contre ce problème intervient pour la technique temporelle en effet, un tel système ne peut fonctionner correctement que si les signaux sont convenablement aiguillés à la réception. Cet aiguillage est rendu possible grâce à un mot de verrouillage de trame, qui est un ensemble d'éléments binaires de configuration donnée, émis à chaque trame ou une trame sur n, et occupant à l'intérieur de la trame une position bien définie.
- Un inconvénient à souligner pour la T.N est que la numérisation de l'information s'accompagne d'une erreur de quantification introduisant une erreur supplémentaire à la réception.

REMARQUES / :

- * Un système analogique ne peut être sécurisant.
- * Les systèmes MIC réalisent une transmission de haute qualité et ceci grâce à la régénération de l'information dans les stations répétrices et terminales
Ils exigent moins de puissance que les systèmes classiques.
- * En choisissant la technique numérique, on peut effectuer beaucoup de choses en Software (avec peu de matériel).
- * Pour une même bande passante fixe, on aura plusieurs utilisateurs pour FDM et peu pour le MIC exemple :

1 MHz	-----	250 voies FDM
1 MHz	-----	30 voies MIC

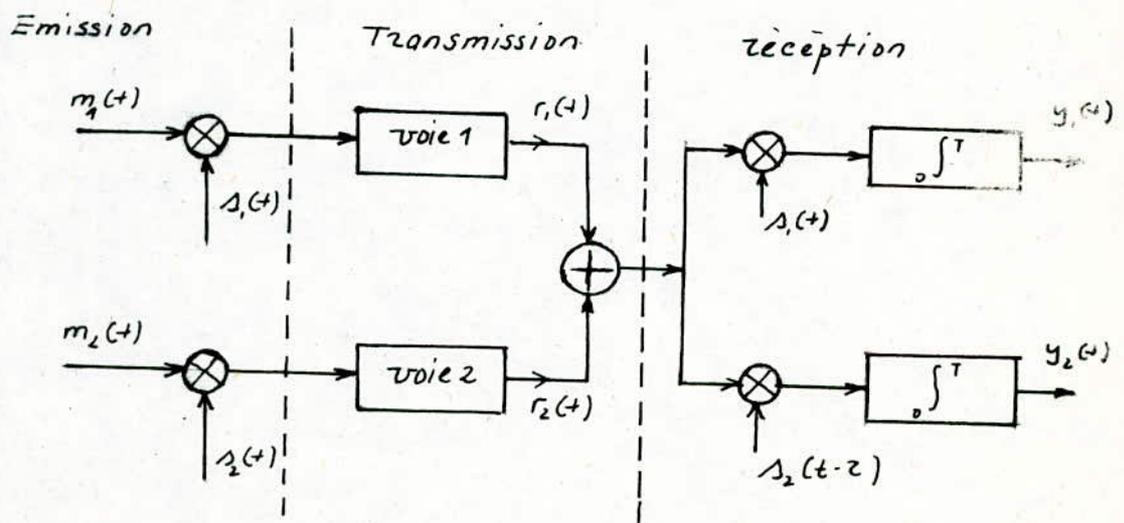
Chapite II /: CONCEPT DU SPECTRE ÉTALE

1 - INTRODUCTION

Bien que très connue depuis plus de Vingt ans, le sujet des communications par étalement du spectre (Spread Spectrum = SS) n'a été mis au premier plan dans le service public, que récemment. Sans aucun doute, le profil modéré des techniques SS est dû à ses distincts avantages militaires (classifiés) qui sont hasés sur une immunité solide contre toute interférence et brouillage.

La récente montée des discussions ouvertes sur les techniques SS est probablement causée en partie par les applications aux situations de communication à utilisateurs multiples lesquelles les interférences sont fréquentes, et en partie par le développement rapide de la technologie qui permet d'entrevoir le traitement des signaux de plus en plus compliqués, possible.

L'objectif est d'expliquer comment l'immunité contre l'interférence est obtenue par les techniques SS et de présenter une analyse spectrale raisonnablement rigoureuse du système SS.



$$r_1(t) = m_1(t) \cdot s_1(t)$$

$$r_2(t) = m_2(t + \tau) \cdot s_2(t - \tau)$$

Où τ est le temps représentant la différence de délais introduits par les voies de transmission 1 et 2

$$y_1(t) = \int_0^T [r_1(t) + r_2(t)] \cdot s_1(t) dt = \int_0^T r_1(t) \cdot s_1(t) dt + \int_0^T r_2(t) \cdot s_1(t) dt$$

$$= \int_0^T m_1(t) \cdot s_1(t) \cdot s_1(t) dt + \int_0^T m_2(t-z) \cdot s_2(t-z) \cdot s_1(t) dt$$

$$y_2(t) = \int_0^T [r_1(t) + r_2(t)] \cdot s_2(t-z) dt = \int_0^T r_1(t) \cdot s_2(t-z) dt + \int_0^T r_2(t) \cdot s_2(t-z) dt$$

$$= \int_0^T m_2(t-z) \cdot s_2(t-z) \cdot s_2(t-z) dt + \int_0^T m_1(t) \cdot s_1(t) \cdot s_2(t-z) dt$$

Admettons que $m_1(t)$ et $m_2(t)$ restent constants dans l'intervalle $[0, T]$, ce qui correspond bien à la réalité ou les changements de signaux d'information sont lents, par rapport aux changements des signaux porteurs. Ça nous permet d'écrire :

$$y_1(t) = m_1(t) \underbrace{\int_0^T s_1(t) \cdot s_1(t) dt}_{(1)} + m_2(t-z) \underbrace{\int_0^T s_1(t) \cdot s_2(t-z) dt}_{(2)}$$

et

$$y_2(t) = m_2(t-z) \underbrace{\int_0^T s_2(t-z) \cdot s_2(t-z) dt}_{(3)} + m_1(t) \underbrace{\int_0^T s_1(t) \cdot s_2(t-z) dt}_{(4)}$$

On peut considérer $y_1(t)$ et $y_2(t)$ comme étant une somme des signaux utiles et brouilleurs :

$$y_1(t) = u_1(t) + g_1(t)$$

$$y_2(t) = u_2(t) + g_2(t)$$

où

$$u_1(t) = (1)$$

$$u_2(t) = (3)$$

et

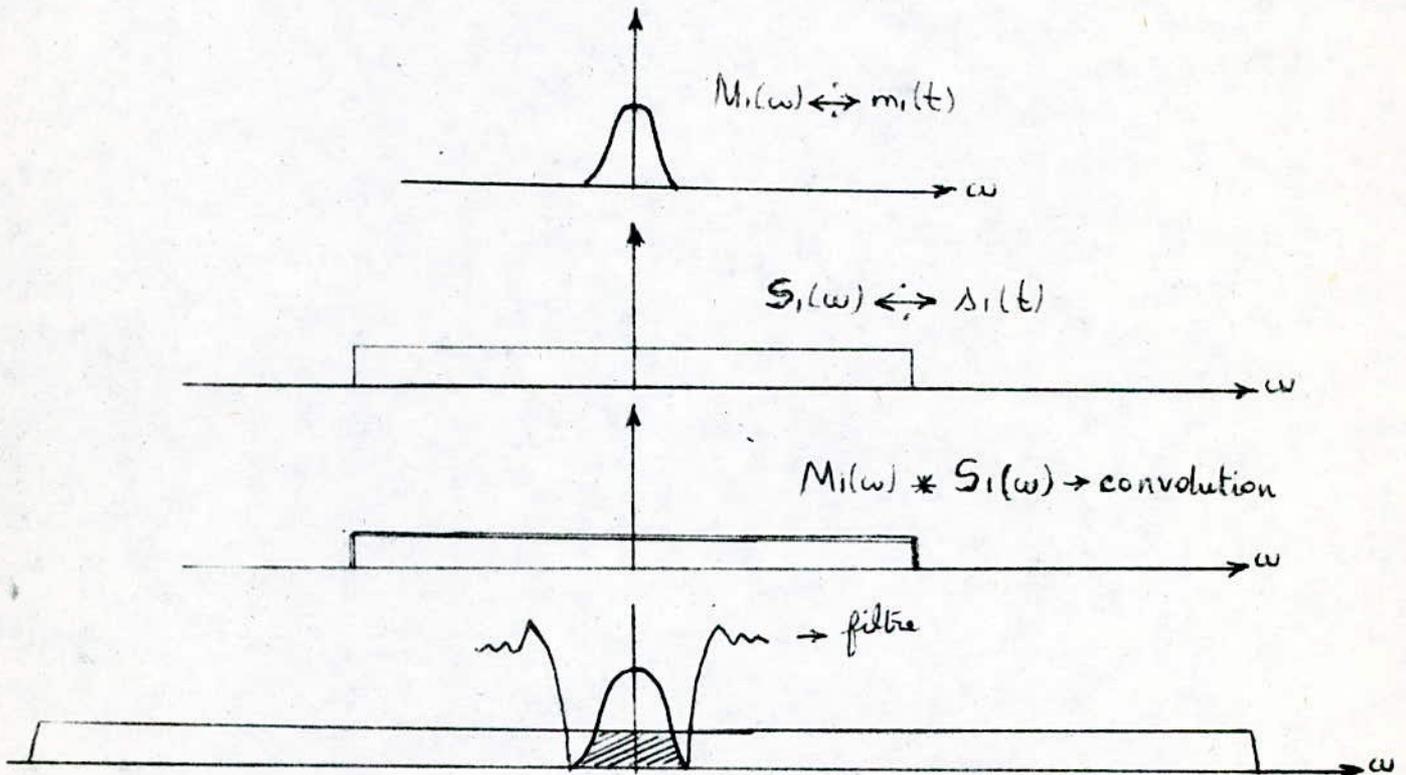
$$g_1(t) = (2)$$

$$g_2(t) = (4)$$

On peut voir que les niveaux de signaux gênants dépendent de l'intégrale qui fortement ressemble à la fonction de Cross-Corrélation temporelle des signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$.

Si, alors, $s_1(t)$ et $s_2(t)$ sont faiblement corrélées, il est possible de distinguer côté réception des signaux utiles en tels sens que leur puissance est beaucoup supérieure à la puissance des signaux gênants.

Il est donc possible, par un propre choix de jeux de signaux porteurs $\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)\}$ de créer un système à accès multiple basé sur un autre principe que les systèmes FDM ou TDM.



2 - SIGNAUX A SPECTRE ETALE (SPREAD SPECTRUM)

Grosso modo, un signal SS est produit en modulant un signal donné sur une bande porteuse, ainsi le signal transmis à une "largeur de bande" plus importante que la largeur du signal donnée.

Un schéma synoptique de l'émetteur est représenté sur la figure(1).

Dans la numérotation utilisée ici u (e.g., $d(u,t)$) indique simplement que la quantité impliquée doit être considérée comme étant aléatoire dans certains cas.

Le signal transmis $s(u,t)$ est vu comme la partie réelle du produit de trois signaux aléatoires complexes:

$$(I) \quad s(u,t) = \left[\text{Re} \left\{ d(u,t) c(u,t) e^{j(\omega_0 t + \varphi(u))} \right\} \right]$$

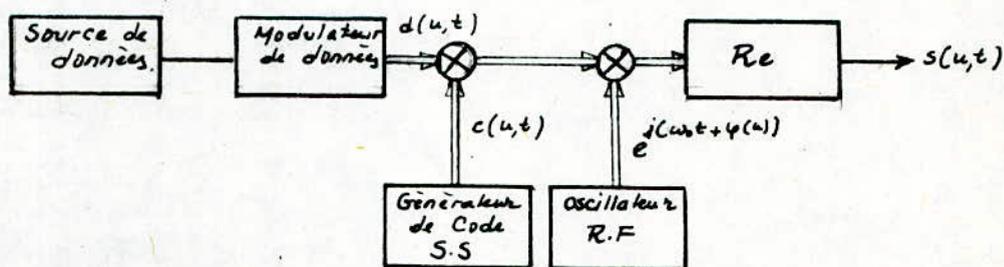


fig 1 : Emetteur par étalement du spectre.

La véritable mécanisation de l'émetteur peut différer considérablement de celle indiquées sur la figure(I), (canal simple produisant à une fréquence if. ou r.f; peut être remplacé par un canal double produisant en bande de base), mais le modèle mathématique du signal en (I) sera généralement applicable. L'expression du signal SS transmis $s(u,t)$ indiqué en (I) sera le même comme pour les procédés à modulation, Non-SS, si ce n'était pour le facteur supplémentaire $c(u,t)$ que nous appellerons: signal du spread spectrum code.

Pour simplifier le processus de modulation, les données SS sont normalement modulés en fréquences ou phases et non pas modulés en amplitude, - Exemple: $C(u,t) = 1$ (2).

La seule exception évidente étant les codes SS "sauts dans le temps" dans lesquelles $C(u,t)$ prend les valeurs de 0 ou 1, fermant l'émetteur et l'ouvrant d'une manière irrégulière. Deux signaux de codes peuvent être générés de la manière suivante comme suit:

a) Signal à séquence directe (DS) avec durée d'impulsion unité T_C

$$C(u,t) = \sum_n a_n \left| \frac{T_C}{T} \right| \cdot (t - n T_C) \quad (3)$$

ou $a_n = 1/\sqrt{n}$. Ce signal ne contient aucun paramètre aléatoire.

b) (Signal modulé par sauts de fréquence).

$$C(u,t) = \sum_n e^{j(\omega_n t + \varphi_n(u))} \left| \frac{T_h}{T} \right| \cdot (t - n T_h)$$

Où $\varphi_n(u)$ est une séquence de phases aléatoires indépendantes, uniformes sur $(-\pi, \pi)$.

La séquence complexe $\{a_n\}$ dans le cas de DS, ou la séquence de fréquence $\{\omega_n\}$ dans le cas des FH, doivent être convenues à l'avance par l'émetteur et le récepteur et en fait elles ont un statut similaire; connaissant la séquence appropriée la démodulation est possible, l'ignorant elle devient extrêmement difficile.

D'un point de vue cryptographique il serait bien de faire des séquences de code SS purement aléatoire sans structure mathématique.

Néanmoins, puisque tous les systèmes ont des contraintes de mémoire limitées, toutes les séquences pratiques du code SS ont une structure périodique.

- Exemple: $a_n = a_{n+N}$ ou $\omega_n = \omega_{n+N}$ (5)

Pour tout n ou N sera utilisé pour indiquer la période de la séquence appropriée.

3 - Le récepteur SS.

Négligeant l'interférence et ses bruits, le récepteur est bien présenté avec une forme d'onde $r(u,t)$ de laquelle la modulation de la donnée $d(u,t)$ doit être extraite. Nous assumons que:

$$r(u,t) = R_e \left[C(u, t - \tau(u)) \cdot d(u, t - \tau(u)) \cdot e^{j(\omega_c + \omega_d(u))t + \theta(u)} \right] \quad (6)$$

C'est à dire, le canal introduit un retard aléatoire et un changement (Doppler Shift). Ce simple modèle est suffisant pour illustrer les difficultés de démodulation que rencontre le récepteur. Un diagramme mathématique d'un récepteur SS est montré à la figure 2.

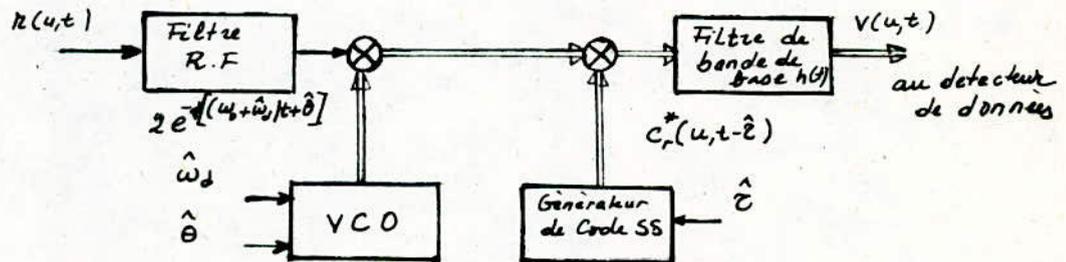


fig 2 Récepteur par étalement du spectre.

Les multiplications indiquées (opérations de mixage) sont les essais du récepteur pour premièrement réduire le signal reçu ensuite enlever le code SS du signal de la donnée. Le filtre de la bande de base peut être considéré comme le filtre de détection de base (ex. un filtre assorti dans la case de signaux digitaux), possédant une largeur de bande comparable à la largeur de bande d'une modulation de données. En assumant que le filtre RF passe $r(u, t)$ sans distorsion, la sortie du filtre de la bande de base est:

$$v(u, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} 2h(t-\alpha) \cdot r(u, \alpha) \cdot C_r^*(u, \alpha - \hat{\tau}) \cdot e^{-j((\omega_0 + \hat{\omega}_d)\alpha + \hat{\theta})} d\alpha \quad (7)$$

où $h(t)$ est la réponse du filtre de la bande base, $C(u, t)$ une réplique produite au récepteur du code SS de l'émetteur, et $()^*$ indique la conjugaison.

Supposons que les secondes harmoniques de la fréquence porteuse soient éliminées et un mixage idéal à lieu, $v(u, t)$ en (7) peut être évalué pour le signal (6) pour donner:

$$v(u, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-\alpha) \cdot c(u, \alpha - \tau(u)) \cdot d(u, \alpha - \tau(u)) \cdot C_r^*(u, \alpha - \hat{\tau}) \cdot e^{j(\omega_d(u) - \hat{\omega}_d)\alpha + \theta(u) - \hat{\theta}} d\alpha \quad (8)$$

Un effort analytique considérable est requis pour déterminer les effets des filtres RF non idéals et les mélangeurs non idéals des systèmes réels.

Les valeurs $\hat{\omega}_d$, $\hat{\theta}$, $\hat{\tau}$ sont données par circuits de piste de synchronisation (voir figure 2) dans une tentative d'aligner le récepteur VCO (Voltage Controlled Oscillator) et le générateur du code SS avec les composants du signal reçu.

$$(9a) \quad \hat{\tau} \approx \tau(u) \quad \text{====} \quad (\text{délai entre 2 séquences codées})$$

$$(9b) \quad \hat{\omega}_d \approx \omega_d(u) \quad \text{====} \quad (\text{erreur d'établissement de fréquence})$$

$$(9c) \quad \hat{\theta} \approx \theta(u) \quad \text{====} \quad (\text{erreur d'établissement en phase})$$

Quand le récepteur est bien fermé (égalité exacte en (9)).
~~et~~ le signal du code SS du récepteur $C_r(u, t)$ est une réplique exacte ~~avec~~ du code SS transmis en puissance constante (2).

La sortie du filtre de la bande de base est:

$$v(u, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-\alpha) \cdot d(u, \alpha - \hat{\tau}) \cdot d\alpha \quad \text{Synchronisation parfaite} \quad (10)$$

Evidemment, dans le cas "parfait", un canal de bande de base équivalent complexe et idéal du modulateur de données dans l'émetteur a été créé.

Dans plusieurs cas le récepteur ne peut pas reproduire une réplique parfaite du code SS de l'émetteur, $C(u, t)$, à cause des paramètres aléatoires dans le code. Par exemple, le code FH incohérent contient des bonds de phase aléatoires inscrits par l'émetteur lorsqu'il y a des changements de fréquence. Si on ne connaît pas, ces sauts de phase à priori

et ne pas faire d'effort pour les apprendre, le récepteur produira le signal:

$$v(u, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\alpha) d(u, \alpha - \hat{\tau}) \sum_n e^{j\varphi'_n(u)} \cdot \left| \frac{1}{T_n} \right| (\alpha - nT_n - \hat{\tau}) d\alpha \quad (11)$$

Où $\varphi'_n(u)$ est une séquence des phases aléatoires indépendantes.

En réalité nous avons assumé ici un synchronisme de code SS et une fermeture de fréquence, mais pas de fermeture de phase. Ainsi le canal équivalent de bande de base du modulateur de données au filtre de bande de base contient maintenant des sauts de phase aléatoire chaque T_n secondes.

Ces sauts doivent être considérés comme faisant partie du signal de données (comme en (11)) et ont l'effet d'augmenter la largeur de la bande du filtre de la bande de base $h(t)$ à l'ordre de $1/T_n$ et demandons^{que} pour la détection de l'enveloppe et si possible les techniques d'intégration de post-détection soient employées en démodulation de données.

4 - Interférence indépendante stationnaire au sens-large

En supposant que tous les circuits de piste (tracking loops) fonctionnent d'une façon stable avec $\hat{\tau}$, ω_d et $\hat{\theta}$ relativement constant, nous pouvons ignorer les effets de réaction parasite (feedback) dans ces circuits et traiter le développement du signal à partir de l'information formée jusqu'à la sortie au filtre de bande de base en développement linéaire. Il peut être possible ainsi d'analyser séparément les effets des parties constituantes du signal d'entrée sur la sortie ('Output'); ici nous considérons tout processus aléatoire et stationnaire au sens large $N(u, t)$ d'apparaître à la sortie du filtre RF

$$N(u, t) = \text{Re} \left\{ n(u, t) e^{j\omega_o t} \right\} \quad (14)$$

où la relation spectrale entre le signal RF réellement évalué $N(u, t)$ et le signal de bande de base complexe évalué, $n(u, t)$ est donnée par :

$$S_N(f) = \frac{1}{4} \left[S_n(f - f_0) + S_n(-f - f_0) \right] \quad (15)$$

avec $f_0 = \omega_o / 2\pi$. Ainsi la densité spectrale du courant de bande de base $S_n(f)$ ne peut avoir une largeur plus que B_{RF} , la largeur de bande du filtre RF qui détermine la largeur spectrale maximale de $S_n(f)$. Nous assumons en plus que $n(u, t)$ est indépendant de toutes les sorties des autres récepteurs et paramètres aléatoires dans le récepteur. Certainement, le bruit usuel du récepteur, certains types de brouillages et interférences sans aucun rapport peuvent être modélés de cette façon. Puisque le développement est linéaire, nous pouvons normaliser le signal pour que $n(u, t)$ ait un courant moyen d'unité.

$$E \left\{ |n(u, t)|^2 \right\} = 1 = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) df \quad (16)$$

On doit maintenant déterminer l'importance de courant à la sortie du filtre de bande de base $v_n(u, t)$ causé par $n(u, t)$ suivant le développement indiqué sur la figure 2.

La sortie du filtre de bande base est liée à $n(u, t)$ par

$$v_n(u, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\alpha) \cdot n(u, \alpha) e^{-j(\omega_d \alpha + \hat{\theta})} \cdot C_r^*(u, \alpha - \hat{\tau}) d\alpha$$

Après un changement de variables, la valeur carrée attendue de cette sortie en suppositions de stationnarité et d'indépendance sont facilement indiqués:

$$E\{|v_n(u,t)|^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(\alpha) h^*(\beta) R_n(\beta - \alpha) \cdot e^{j\hat{\omega}_d(\alpha - \beta)} E\{C_r^*(u, t - \hat{\tau} - \alpha) \cdot C_r(u, t - \hat{\tau} - \beta)\} d\alpha d\beta \quad (18)$$

où $R_n(\tau)$ est l'ensemble d'autocorrélation de $n(u,t)$, c'est à dire la transformée de fourier de $S_n(f)$. Le résultat de ce calcul dépend de $t - \hat{\tau}$ et ainsi le courant de l'interférence de sortie résultant est une fonction périodique de t , synchronisé avec le code du récepteur SS.

En se basant sur une valeur d'un temps moyen du courant de sortie (18), il est possible de simplifier d'une façon significative et le calcul, et l'interprétation des résultats. La moyenne du temps d'indication par <> temps moyen (18) donne:

$$\sigma_{v_n}^2 \triangleq E\{|v_n(u,t)|^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_n(\alpha) h(\beta) R_n(\beta - \alpha) \cdot e^{j\omega_d(\beta - \alpha)} \cdot R_{c_r}(\alpha - \beta) d\alpha d\beta \quad (19)$$

$$\text{ou } R_{c_r}(\tau) \triangleq E\{C_r(u, t + \tau) \cdot C_r^*(u, t)\} \quad (20)$$

n'est plus une fonction de t . La transformation de fourier de $R_{c_r}(\tau)$ est la densité spectrale du courant $S_{c_r}(f)$ de la réplique du signal du code SS en termes de transformée de fourier (19) réduit à:

$$\sigma_{v_n}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cdot [S_{c_r}(f) * S_n(f - f_d)] df \quad (21)$$

où $(*)$ indiquent la convolution, $H(f)$ est la fonction du système du filtre de bande de base, et $f_d = \hat{\omega}_d / 2\pi$. Ainsi la densité spectrale du courant d'interférence $S_n(f - f_d)$ est diffusée par convolution avec la densité spectrale du courant du code $S_{c_r}(f)$ et ensuite réduite par le filtre de bande de base.

Une séquence typique des densités spectrales du courant pour le développement d'un signal SS et de l'interférence d'une bande étroite est montrée sur la figure 3.

L'opération clé est bien entendu le processus du mixage avec le code SS qui, comprime le signal désiré dans la largeur de la bande du filtre (de bande du filtre) de bande de base et diffusé simultanément le courant de l'interférence.

En interchangeant l'ordre de convolution et de l'intégration sur f dans (21), il est possible d'effectuer une pure analyse de cas.

$$\sigma_{v_n}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\alpha - f_d) \cdot g(\alpha) \cdot d\alpha \quad (22a)$$

$$\text{ou } g(\alpha) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cdot S_{c_r}(f - \alpha) \cdot df \quad (22b)$$

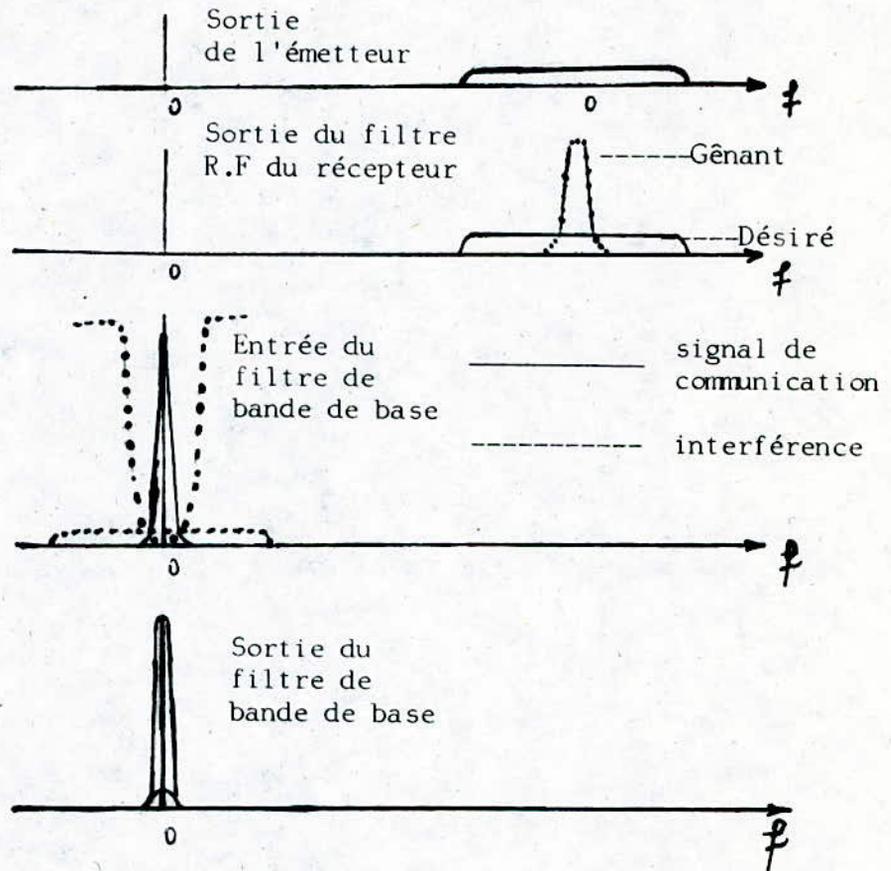


fig3: Rapport Signal/bruit = 10 dB à la sortie du filtre R.F
Gain de Conditionnement = 16

σ_v^2 Quand $n(u, t)$ a un courant d'unité (voir (16)), la plus haute valeur de σ_v^2 intervient lorsque $S_n(\alpha - f_d)$ est concentré au maximum de $g(\alpha)$. De fait:

$$\sigma_v^2 \leq \max \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \times S_{c_r}(f - \alpha) df \quad (23)$$

pour minimiser cette limite par une bonne sélection du code SS, il faut prendre la densité spectrale du courant $S_{c_r}(f)$ aussi plat que possible, sur la largeur de bande B_{ss} du code SS, c'est à dire, la largeur de bande SS du système. En d'autres termes, puisque $n(u, t)$ possède un courant d'unité en largeur de bande B_{ss} , $\max g(\alpha)$ peut être sous limité par

$$\max g(\alpha) \geq \frac{1}{B_{ss}} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \frac{B_{bb}}{B_{ss}} \quad (24)$$

avec égalité possible pour un dessin de code SS idéal. La dernière égalité en (24) est faite en supposant que le filtre de bande de base a un gain d'unité maximum, et utilisant B_{bb} pour le bruit de la largeur de bande du filtre de bande de base. En plus, pour un spectre de code SS plat idéal, $g(\alpha)$ est approximativement B_{bb}/B_{ss} de bande de base et approximativement indépendant de l'amplitude de la composition spectrale de l'interférence.

$$\sigma_v^2 \approx \frac{B_{bb}}{B_{ss}} \quad \text{pour code SS idéal} \quad (25)$$

Le récepteur synchrone, tel qu'il est décrit dans cette section et dans la section précédente, recouvre la modulation de données dans le filtre de bande de base sans diminution, c'est à dire, avec gain d'unité. D'un autre côté, un sens large de modulation d'interférence indépendante stationnaire est réduit en moyenne par le facteur en (25). Le récepteur donne ainsi un avantage au signal de données désiré.

$$\text{gain de conditionnement} = \frac{B_{ss}}{B_{bb}} \quad (26)$$

processing gain \triangleq

Un dérivé du dessin du système SS ayant un haut gain de conditionnement est la non observabilité propre au signal transmis.

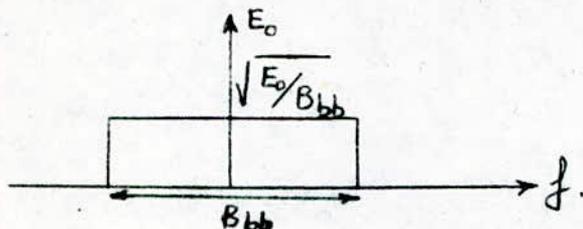
- * Exemple: Supposons par exemple que le système avec un gain de 30 dB qui fonctionne avec une proportion d'énergie d'in (signal/bruit) de 10 dB à la sortie du filtre de bande de base. Cela laisse supposer que la proportion de l'énergie (signal/bruit) dans la portion RF du récepteur est - 20 dB. Un autre récepteur, avec une antenne et une section RF identiques, mais ne contenant pas le multiplieur du code SS, aurait de grandes difficultés pour déterminer la présence du

signal RF à - 20 dB. SNR. D'une façon ou d'une autre, l'écouteur clandestin doit développer un avantage de 20 dB sur le récepteur SS en réduisant la longueur de la voie de propagation, en utilisant une antenne de haute portée ou (gain élevé), un récepteur cooler etc...

Même si cela était possible et l'écouteur capable de détecter le signal SS, il ne pourrait pas démoduler les données en format discret et sans connaître au préalable le code SS.

**** suppositions :**

il faut créer un modèle Mathématique pour évaluer ces propriétés tels que la capacité d'un tel système.



$x_0(t) \leftrightarrow X_0(f)$

1°) $x(t) \leftrightarrow X(w) = |X(w)| e^{j\phi(w)}$

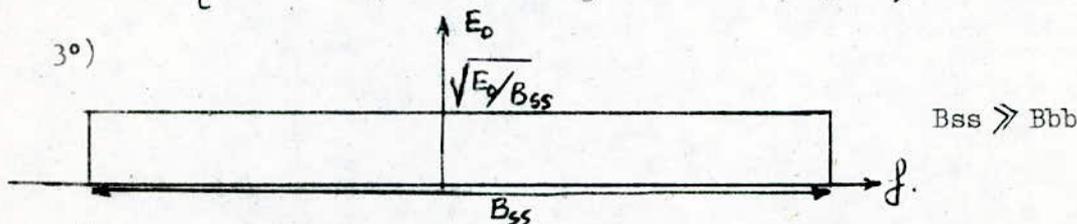
avec $|X(w)|^2 = \Psi_x(w)$ qui est la densité spectrale d'énergie

$E_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_x(w) d_w$ Energie Spectrale

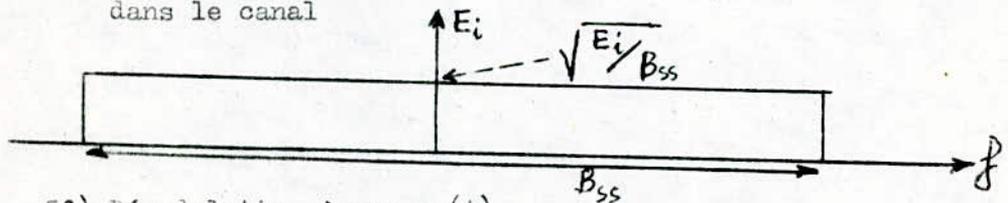
2°) $X_0(t) \cdot y_0(t) \rightarrow$ Fonction d'étalement du spectre

Soit $\{y_0(t), y_1(t), y_2(t), y_3(t) \dots y_N(t)\}$, des utilisateurs

3°)



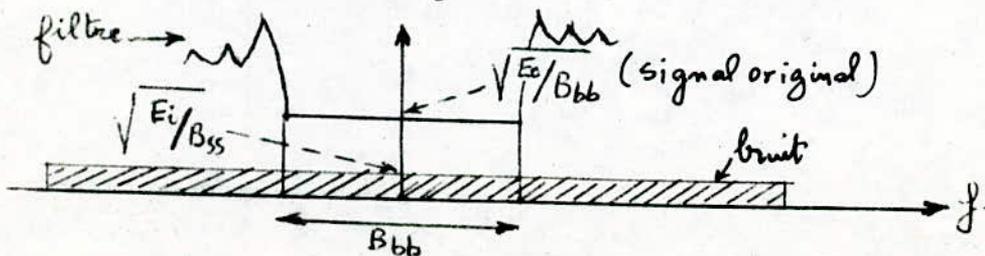
4°) à l'entrée du récepteur il ya un signal gênant provenant des autres utilisateurs dans le canal



5°) Démodulation \Rightarrow par $y_0(t)$

6°) $(x_0(t) \cdot y_0(t)) \cdot y_0(t) = x_0(t)$

et le fait que $y_0(t) \cdot y_i(t)$ possède le même spectre d'amplitude ($i=0,1,\dots,N$)



$$\frac{E_d}{E_p} = \frac{\text{Energie du signal désiré}}{\text{Energie perturbatrice}} = \frac{\frac{E_o}{B_{bb}} \cdot B_{bb}}{\frac{E_i}{B_{ss}} \cdot B_{bb}} = \frac{E_o}{E_i} \cdot \frac{B_{ss}}{B_{bb}} \quad (\text{Gain de conditionnement})$$

avec $G = \frac{B_{ss}}{B_{bb}}$ (Processing Gain)

$$\boxed{\frac{E_d}{E_p} = \frac{E_o}{E_i/G}}$$

On définit $\frac{E_o}{\sum_{i=1}^N E_i/G} = \text{rapport S/N} = \frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}}$ qui est un rapport fixé

$C = \lfloor N+1 \rfloor$ Capacité du système qui est le nombre maximum d'utilisateurs utilisant la même voie

$\lfloor x \rfloor$: symbole entier de x . de transmission.

Pour notre cas particulier $E_o = E_i$ on va étudier l'influence de la capacité en fonction du gain de conditionnement pour un rapport S/B fixé et ensuite l'influence du rapport S/B en fonction du gain pour un Nombre d'utilisateurs N fixé.

$$\frac{E_o}{E_i/G} = \frac{E_o}{N \frac{E_o}{G}} = \frac{G}{N}$$

$$\boxed{10 \log \frac{G}{N} = S/B} \quad \Rightarrow \quad \frac{G}{N} = \sqrt[10]{10^{S/B}} \quad \Rightarrow \quad C(G) = \text{INT} \left(\frac{G}{\sqrt[10]{10^{S/B}}} \right) + 1$$

*

Programmes et Courbes.

```

10 '*****
20 '*****SPREAD SPECTRUM*****
30 '*****
40 CLS: KEY OFF
50 SCREEN 3
60 XO=100: YO=300
70 LINE(100,100)-(100,300): LINE(100,300)-(500,300)
80 FOR K=100 TO 500 STEP 80
90 LINE(K,298)-(K,302)
100 NEXT K
110 FOR M=100 TO 300 STEP 50
120 LINE(98,M)-(102,M)
130 NEXT M
140 LOCATE 8,10: PRINT"CAPACITE"
150 LOCATE 19,65: PRINT"GAIN"
160 FOR I=1 TO 10: READ D
170 FOR G=10 TO 1000000! STEP 500: X=XO+G*.0004
180 C=INT(G/D)+1: Y=YO-C*.001
190 PSET(X,Y)
200 NEXT G
210 NEXT I
220 DATA 5,6,8,10,12,13,15,18,20,30
230 END
240 '*****
190 '*****
200 CLS: KEY OFF
210 SCREEN 3
220 XO=100: YO=300
230 LINE(100,100)-(100,300): LINE(100,300)-(500,300)
240 FOR I=100 TO 500 STEP 80
250 LINE(I,298)-(I,302)
260 NEXT I
270 FOR J=100 TO 300 STEP 50
280 LINE(98,J)-(102,J)
290 NEXT J
300 LOCATE 8,10: PRINT"SIGNAL/BRUIT"
310 LOCATE 19,65: PRINT"GAIN"
320 FOR I=1 TO 9: READ N
330 FOR G=10 TO 1000000! STEP 500: X=XO+G*.0004
340 D=10*(LOG(G/N))/LOG(10)
350 Y=YO-(D*.20/3)
360 Y=YO-(D*.20/3)
370 PSET(X,Y)
380 NEXT G
390 NEXT I
400 DATA 300,500,1000,2000,3000,5000,8000,10800,20000
410 'REM*****

```

SIGNAL/BRUIT (dB)

25

20

15

10

5

0

20

40

60

80

100

120

GAIN (dB)

N=300

500

1000

2000

3000

5000

8000

10000

20000

N: nombre d'utilisateurs

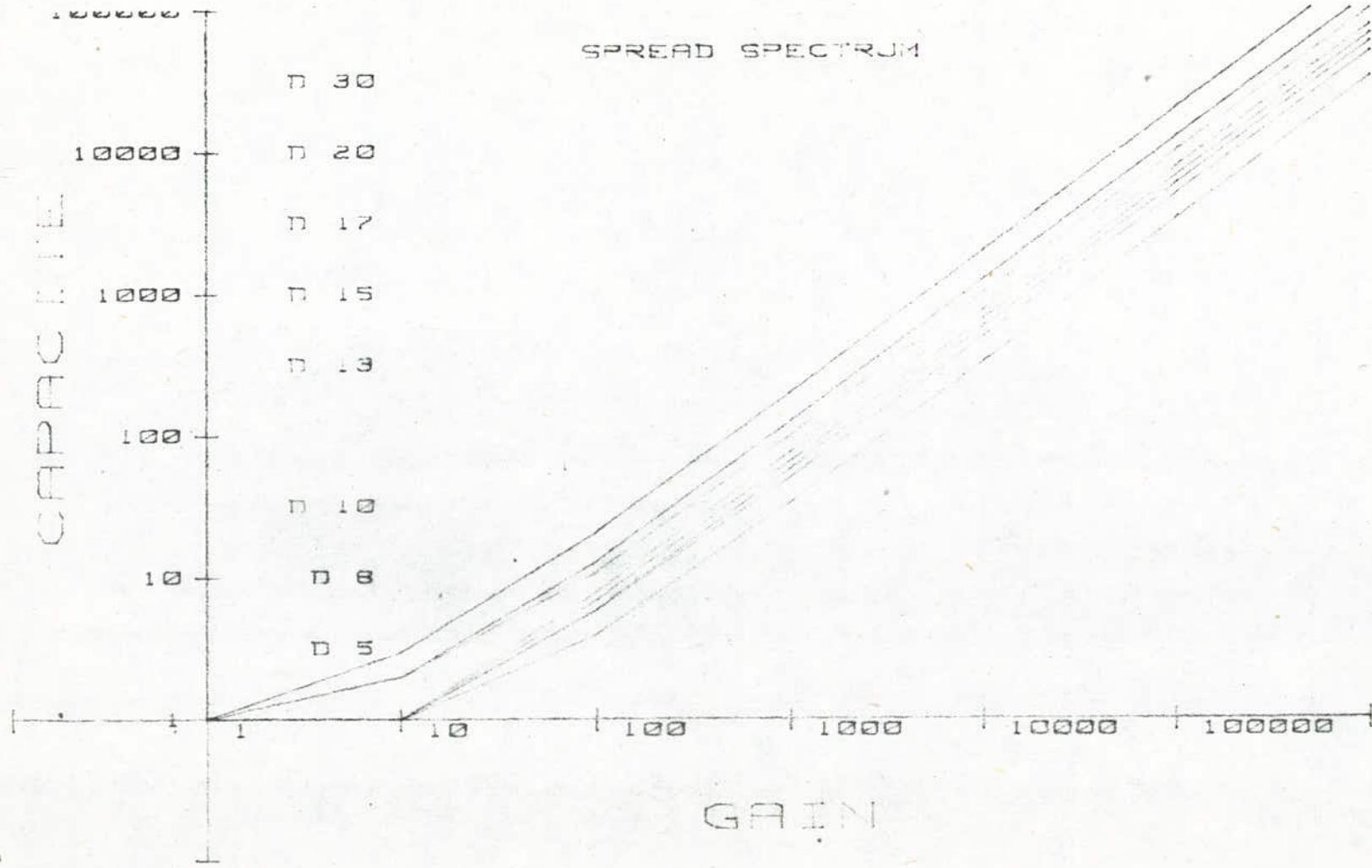
INFLUENCE DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT SUR LE GAIN

```

10 'REM*****
11 '*****SPREAD SPECTRUM*****
12 'REM*****
13 40 DEG
14 50 GINIT
15 60 GRAPHICS ON
16 70 PRINT CHR$(12)
17 80 DIM D(10)
18 90 VIEWPORT 20,140,5,80
19 100 WINDOW -1.6,-1.5
20 110 AXES 1,1
21 120 LORG 3
22 130 FOR I=0 TO 6
23 140 MOVE I,0
24 150 CSIZE 2.1
25 160 LABEL 10^I
26 170 NEXT I
27 180 LORG 8
28 190 FOR I=0 TO 5
29 200 MOVE 0,I
30 210 CSIZE 2.1
31 220 LABEL 10^I
32 230 NEXT I
33 240 DATA 5,8,10,12,13,15,17,20,30
34 250 FOR J=1 TO 9
35 260 READ D(J)
36 270 NEXT J
37 280 FOR J=1 TO 9
38 290 PEN J
39 300 FOR X=0 TO 6
40 310 X1=10^X
41 320 Y=INT(X1/D(J))+1
42 330 Y1=LGT(Y)
43 340 PLOT(X,Y1)
44 350 NEXT X
45 360 MOVE 1,J/2
46 370 CSIZE 2.1
47 380 LABEL "D"; D(J)
48 390 MOVE 0,0
49 400 NEXT J
50 410 LORG 5
51 420 LDIR 90
52 430 MOVE -.8, 2.5
53 440 CSIZE 4.1
54 450 LABEL "CAPACITE"
55 460 LDIR 0
56 470 MOVE 3.0,-.7
57 480 CSIZE 4.1
58 490 LABEL "GAIN"
59 500 MOVE 2.8, 4.7
60 510 CSIZE 2.1
61 520 LABEL "SPREAD SPECTRUM"
62 530 END
63 540 'REM*****

```

SPREAD SPECTRUM



5/ - CALCULS SPECTRAUX DE SEQUENCE DIRECTE :

L'évaluation de gain de conditionnement contre les différents types d'interférence demande à ce que certains calculs de densité spectrale du courant du code SS soient effectués.

Dans le cas de DS, le code émis $c(u,t)$ et la réplique du récepteur $C_r(u,t)$ sont des formes d'ondes cohérentes périodiques identiques n'ayant pas de paramètres aléatoires. Ainsi, la fonction de corrélation du code SS demandée en (19) est donnée par :

$$R_{c_r} = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} C_r(u,t+\tau) \cdot C_r^*(u,t) dt \quad (27a)$$

$$\text{où} \quad = \left(1 - \frac{\tau_0}{T_c}\right) R_a(k) + \frac{\tau_0}{T_c} R_a(k+1) \quad (27b) \quad \tau = kT_c + \tau_0 \quad 0 \leq \tau_0 < T_c$$

$$\text{et} \quad R_a(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_{m+k} a_m^* \quad (27c)$$

Il est clair dans (27) que $R_{c_r}(\tau)$ est une fonction de corrélation périodique avec la période NT_c dans la variable τ , puisque (a_n) est une séquence périodique.

La forme périodique de $R_{c_r}(\tau)$ implique que la densité spectrale du courant de $C_r(u,t)$ doit être une densité spectrale de ligne avec :

$$S_{c_r}(f) = \sum P_n \cdot \delta\left(f - \frac{n}{NT_c}\right) \quad (28)$$

$$\text{où} \quad P_n = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} R_{c_r}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f_n \tau} d\tau = S_a(n) \cdot \left(\frac{\sin \pi n / N}{\pi n / N}\right)^2 \quad (29)$$

Ici $S_a(n)$ est la transformée de Fourier discrète d'une période de séquence du code SS :

$$S_a = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} R_a(k) \cdot e^{j2\pi n (k/N)} \quad (30)$$

La densité spectrale $S_{c_r}^*(f)$ demandant à évaluer les effets de l'inter-

férence liée au code peut être évaluée en appliquant ces mêmes techniques à la nouvelle séquence $(a_n - K_m a_n^*)$ quand $\tau_m = K_m \cdot T_c$.

Puisque $S_{c_r}(f)$ est une densité spectrale de ligne, c'est à dire $\max S_{c_r}(f) = \infty$

il semble possible que le signal émis est en fait observable par un exécuteur clandestin et aussi que l'interférence stationnaire en large sens indépendante peut causer effectivement plus de problèmes qu'il n'a été prévu dans la section. C'est pas le cas lorsque les précaution suivantes sont observées :

— (a) s'assurer que la largeur de bande de la modulation de données est plus large que $1/NT_c$ (le réciproque de la période de modulation du code SS). cela garantie que la largeur de $|H(f)|^2$ est plus grande que l'espacement des lignes dans $S_{c_r}(f)$ et de ce fait, $g(\alpha)$ dans (22b) est une fonction subordonnée à α . De là, l'interférence indépendante ne peut causer des différentes inattendues. Dans ce cas la modulation des données étendra aussi

les lignes dans la densité spectrale du code SS pour produire une densité spectrale du courant du signal émis, dépourvu de lignes.

— (b) s'il est possible de garantir la modulation de données d'une largeur suffisante, il faut alors s'assurer que NT_c est très large, cela implique qu'il y a des espacements de lignes très rapprochés en $S_c(f)$. Plusieurs périodes de code SS seront nécessaires pour détecter le signal c_{SS} émis en utilisant un filtre assez étroit pour isoler une ligne spectrale et gagner une avantageuse proportion de signal/bruit pour la détection. Si NT_c est assez large, ce type de détection sera impossible à cause des dérivations de l'oscillation, des variations de changement Doppler etc...

6/ - CONCLUSIONS

Même dans les modèles simples, le système SS vu ici, il y a deux principales classes de problèmes théoriques que nous n'avons pas encore touché (1). Les problèmes de synchronisation impliquant la phase, la fréquence et l'acquisition de dépistage du code SS, et (2) les problèmes de dessin du code SS. Ce ne sont là que quelques problèmes particulièrement liés au concept SS.

Dans un système SS, l'énergie du signal dans toute proportion du spectre RF est dominée par l'énergie du bruit. Ce fait rend extrêmement difficile pour fermer en premier lieu le circuit de dépistage du transporteur RF qui fournit $\hat{\omega}_d$ et possiblement $\hat{\theta}$ dans le récepteur, même en utilisant des circuits sophistiqués. Il semble que le signe du code SS doit être le premier à être établi pour concentrer l'énergie du récepteur dans une bande étroite et permettre au dépistage du transporteur supprimé d'être établi. La littérature courante contient plusieurs techniques à différents niveaux de sophistication pour la manipulation de cas spéciaux de ce problème.

Puisque un système SS utilise les ressources de la largeur de bande d'une façon extravagante, le spectre de fréquence doit être généralement partagé avec d'autres systèmes aboutissant à un mode d'opération de code division à multiple Access (CDMA) de (SS).

Une conception bien du CDMA pour les codes DS-SS sont les codes de Gold dont les propriétés sont presque optimales. De bonnes séries de "cross-correlation" de code FH-SS ont été proposées par Lempel et Green Berger et par Solomon. Malheureusement, ces séries de code et les séquences simples pour systèmes DS-SS simples ne sont pas solides cryptographiquement. La structure d'une séquence de code complète peut être déterminée d'une observation d'un petit segment de la séquence. Il est concevable qu'un écouteur intelligent avec un avantage de gain opérationnel peut utiliser ce fait soit pour lire une donnée, soit pour brouiller le système.

Un autre problème de CDMA est le problème près-loin (near-far) qui survient quand les niveaux de courant des signaux non désirés des autres utilisateurs sont très larges comparés au niveau du courant du signal désiré. Quand le gain de conditionnement de courant n'est pas grand, alors, les modes de saut du temps de l'opération peuvent être nécessaires pour éliminer les interférences sauf les occasionnelles. Un code de saut de temps possible est discuté par Cohen et al.

CHAPITRE 3

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE COMMUNICATIONS MULTIPLEX PAR ETABLEMENT DU SPECTRE (SS. SPREAD SPECTRUM)

1 / BUT :

Notre objectif est de pouvoir vérifier pratiquement le comportement d'un système à accès multiple par étalement du spectre, d'un gain $G = 100$ (on peut faire varier ce paramètre) et d'un débit binaire du signal d'information $R_i = 1 \text{ Kbit/s}$.

Par ailleurs, on peut analyser :

- l'influence des autres utilisateurs sur le signal reçu (on peut changer le rapport Signal/Signaux brouilleurs).
- l'influence du bruit blanc sur signal reçu.
- l'influence de la qualité de processus de récupération du côté réception de la séquence PA 3.

2 / SCHEMA SYNOPTIQUE :

Il est donné sur la fig. 1

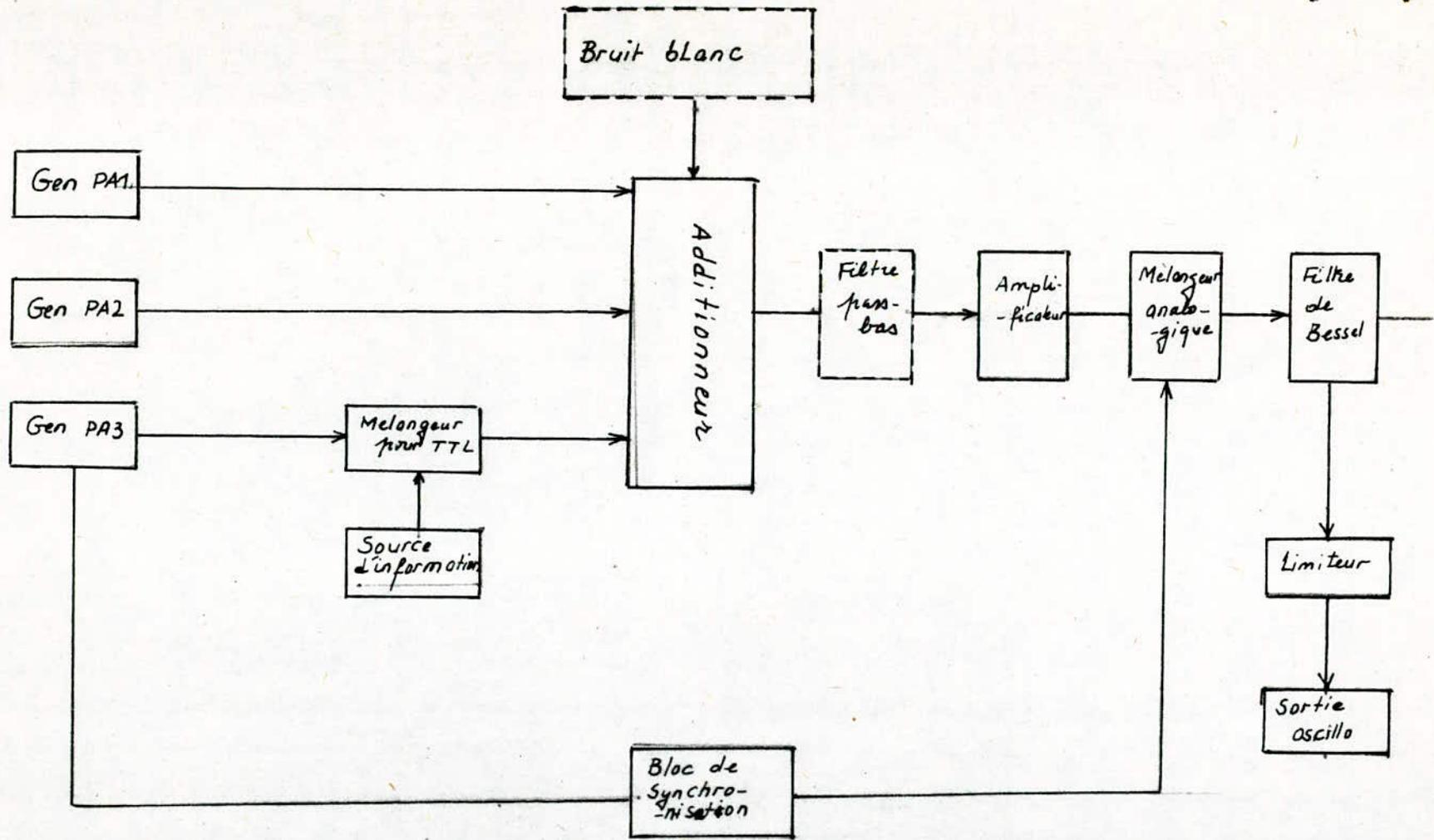


fig1 Schema synoptique d'un système de Communications multiplex par étalement du spectre.

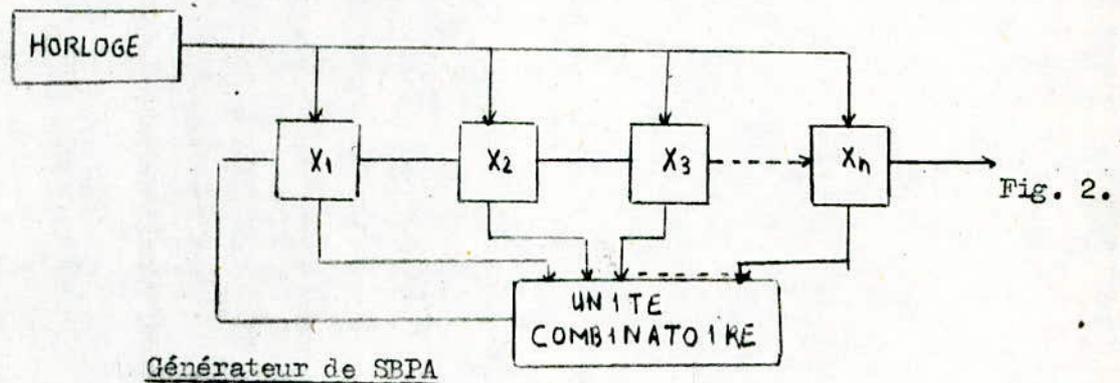
Notre système est subdivisé en 11 parties à savoir :

- 3 générateurs de séquences pseudo-aléatoires PA¹, PA², PA³ ;
- Une source d'information qui est aussi un générateur de séquence pseudo-aléatoire ;
- Un mélangeur T T I ;
- Un additionneur ;
- Un filtre post-détection (filtre de Bessel) ;
- Un amplificateur ;
- Un mélangeur analogique ;
- Un limiteur ;
- Un bloc de synchronisation.

2.1 - Générateur de séquences pseudo-aléatoires

Un générateur d'une séquence binaire pseudo-aléatoire permet de générer une suite binaire pseudo-aléatoire de niveau "0" ou "1" (Voir fig. 2). Il comporte un registre à décalage de N digits et une unité combinatoire linéaire qui élabore le signal d'entrée pour la première position du registre.

Etant donné que la seule opération logique linéaire est la disjonction (ou exclusif). Ce sera cette opération associée au registre à décalage pour générer la SBPA.



Le choix des positions qui fournissent les signaux pour la boucle de retour est critique, car ceci définira la longueur de la séquence obtenue.

La période maximale pour le registre à N positions est de $2^N - 1$, or on est obligé d'avoir cette séquence maximale car en général les séquences non maximales ne satisfont pas à certaines propriétés de la SBPA. De plus la sortie de la dernière bascule doit être toujours prise en compte dans la disjonction sinon on n'atteindra jamais la longueur maximale.

La recherche des conditions de bouclage pour obtenir une SBPA de longueur maximale à partir d'un registre de longueur N, représente un travail considérable, il existe des tableaux qui fournissent ces conditions ; on reproduit les polynômes caractéristiques associés aux séquences de longueur maximale pour $N \leq 40$ (voir tableau).

$h(X)$ < étant le polynôme réciproque de $h(X)$ défini comme $h(X) = X^h \cdot \hat{h}(X)$ >
 $\hat{h}(X)$ indique les bits de rétroaction à choisir.

TABLEAU:

n	h(x)	$\tilde{h}(x)$	n	h(x)	$\tilde{h}(x)$
2	$x^2 + x + 1$	$1 + x + x^2$	22	$x^{22} + x + 1$	$1 + x + x^{22}$
3	$x^3 + x + 1$	$1 + x + x^3$	23	$x^{23} + x^5 + 1$	$1 + x + x^{23}$
4	$x^4 + x + 1$	$1 + x + x^4$	24	$x^{24} + x^4 + x^3 + x + 1$	$1 + x + x^{24}$
5	$x^5 + x^2 + 1$	$1 + x + x^5$	25	$x^{25} + x^3 + 1$	$1 + x + x^{25}$
6	$x^6 + x + 1$	$1 + x + x^6$	26	$x^{26} + x^8 + x^7 + 1$	$1 + x + x^{26}$
7	$x^7 + x + 1$	$1 + x + x^7$	27	$x^{27} + x^8 + x^7 + 1$	$1 + x + x^{27}$
8	$x^8 + x^6 + x^5 + x + 1$	$1 + x + x^8$	28	$x^{28} + x^3 + 1$	$1 + x + x^{28}$
9	$x^9 + x + 1$	$1 + x + x^9$	29	$x^{29} + x^2 + 1$	$x + x + x^{29}$
10	$x^{10} + x + 1$	$1 + x + x^{10}$	30	$x^{30} + x^{16} + x^{15} + 1$	$1 + x + x^{30}$
11	$x^{11} + x + 1$	$1 + x + x^{11}$	31	$x^{31} + x^2 + 1$	$1 + x + x^{31}$
12	$x^{12} + x^7 + x^4 + x + 1$	$1 + x + x^{12}$	32	$x^{32} + x^{28} + x^{27} + 1$	$1 + x + x^{32}$
13	$x^{13} + x^4 + x^3 + x + 1$	$1 + x + x^{13}$	33	$x^{33} + x^{13} + 1$	$1 + x + x^{33}$
14	$x^{14} + x^{12} + x^{11} + x + 1$	$1 + x + x^{14}$	34	$x^{34} + x^{15} + x^{14} + 1$	$1 + x + x^{34}$
15	$x^{15} + x + 1$	$1 + x + x^{15}$	35	$x^{35} + x^2 + 1$	$1 + x + x^{35}$
16	$x^{16} + x^5 + x^3 + x^2 + 1$	$1 + x + x^{16}$	36	$x^{36} + x^{11} + 1$	$1 + x + x^{36}$
17	$x^{17} + x^3 + 1$	$1 + x + x^{17}$	37	$x^{37} + x^{12} + x^{10} + x^2 + 1$	$1 + x + x^{37}$
18	$x^{18} + x^7 + 1$	$1 + x + x^{18}$	38	$x^{38} + x^6 + x^5 + 1$	$1 + x + x^{38}$
19	$x^{19} + x^6 + x^5 + x + 1$	$1 + x + x^{19}$	39	$x^{39} + x^4 + x^7 + 1$	$1 + x + x^{39}$
20	$x^{20} + x^3 + 1$	$1 + x + x^{20}$	40	$x^{40} + x^{21} + x^{19} + x^2 + 1$	$1 + x + x^{40}$
21	$x^{21} + x^2 + 1$	$1 + x + x^{21}$			

Dans notre système nous avons choisi un générateur de séquences pseudo-aléatoire à 9 digits qui comporte :

- un registre à décalage qui est réalisé par les circuits intégrés SN 74LS164 et SN 7474 ;

La longueur maximale des séquences est de $2^9 - 1 = 511$

Le polynôme caractéristique associé à la séquence de longueur maximale est :

$$h(x) = x^9 + x^4 + 1$$

d'où $h(x) = 1 + x^5 + x^9$.

- une unité combinatoire qui est réalisée par les circuits intégrés SN 7400.

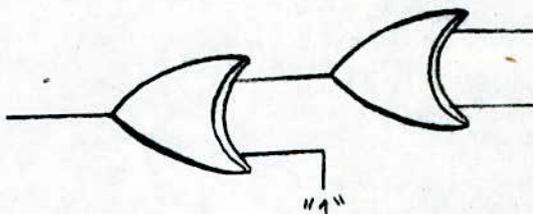


Fig. 3.

Les figures (4 et 5) représentent respectivement la table de vérité et le symbole logique de la porte "XOU".



B	A	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 4 et 5.

Pour réaliser la fonction "XOU" à partir des portes "NON - ET" on utilise le théorème de MORGAN ($\overline{AB} = \overline{A} + \overline{B}$; $\overline{A+B} = \overline{A} \overline{B}$).

$$\begin{aligned}
 Y &= \overline{\overline{A} B + \overline{B} A} \\
 Y &= \overline{\overline{A} B} + \overline{\overline{B} A} \\
 Y &= \overline{\overline{A} B} \overline{\overline{B} A}
 \end{aligned}$$

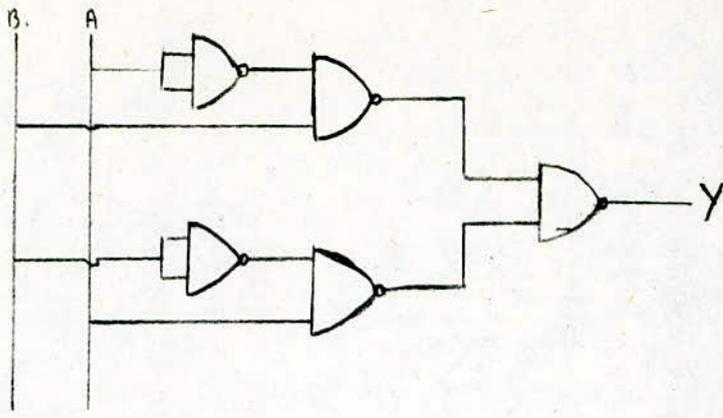


Fig. 6.

Les figures (7-8) représentent le symbole et la table de vérité relativement à la bascule SN 74 74

Fig. 7.

MODE DE FONCTIONNEMENT	ENTREES				SORTIES	
	ASYNCHRONE		SYNCHRONE		Q	\bar{Q}
	PR	CIR	CK	D		
Initialisé asynchrone	0	1	X	X	1	0
Réinitialisé asynchrone	1	0	X	X	0	1
Interdit	0	0	X	X	1	1
Initialisé	1	1	↑	1	1	0
Réinitialisé	1	1	↑	0	0	1

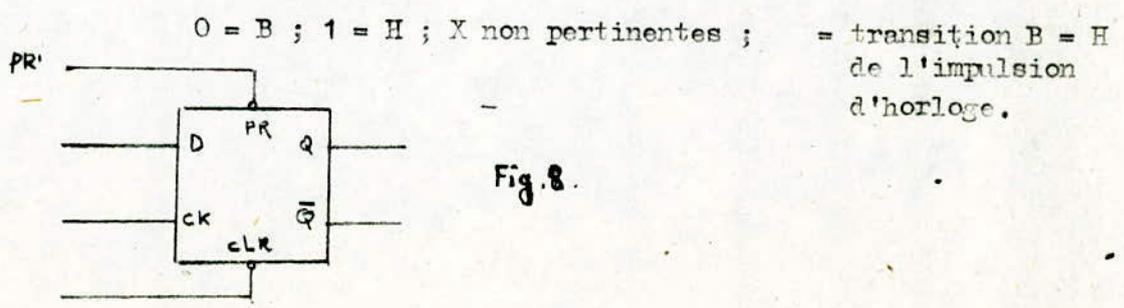


Fig. 8.

2.2. - Le mélangeur pour TTL

Le mélangeur utilisé est une porte "ou exclusif" réalisé à partir des circuits intégrés SN 7400 comme précédemment.

2.3. - L'additionneur

La figure 9 représente le circuit électrique de l'additionneur.

La tension à la sortie est donnée par :

$$V_s \approx - \left(\frac{R}{R_a} a + \frac{R}{R_b} b + \frac{R}{R_c} c \right)$$

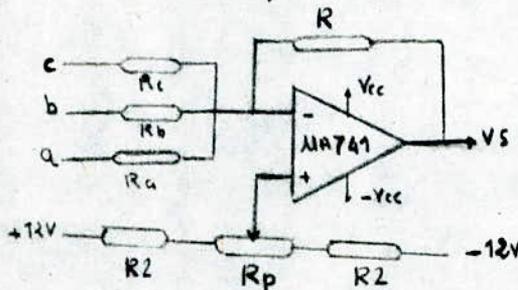


Fig. 9.

Les résistances R_1 , R_2 sont utilisées pour porter l'entrée non inverseuse à une tension de référence V_{ref} .

2.4. - Amplificateur inverseur

La fig. 10 représente le circuit électrique de l'amplificateur inverseur, comme son nom l'indique, il inverse le signal de la tension de sortie vis à vis de la tension d'entrée; son gain en tension est donnée par l'expression :

$$A_r = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta \cdot |A_v|}} ; \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R}$$

A_v étant le gain de l'ampli opérationnel

Si A_v est très grand (Ampli Op idéal) $A_{vr} = - \frac{R_2}{R_1}$

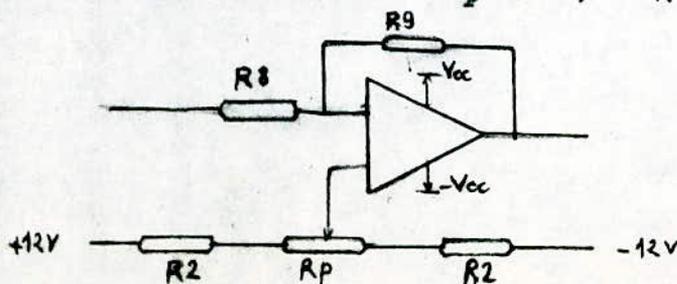


Fig. 10.

2.5. - Bloc de synchronisation

La figure 11 représente le circuit électrique du bloc de synchronisation

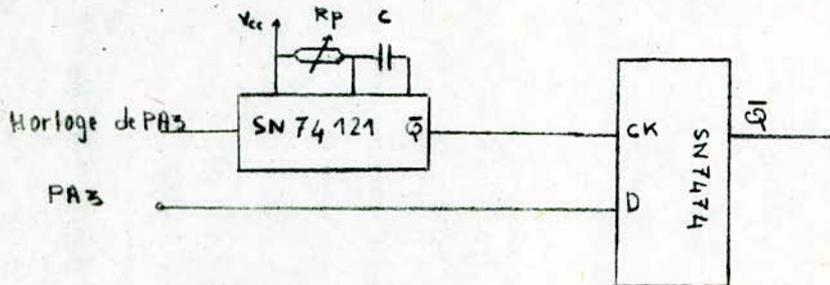


Fig. 11.

Les trains d'impulsions représentés ci-dessous vont nous aider à comprendre le fonctionnement de la synchronisation.

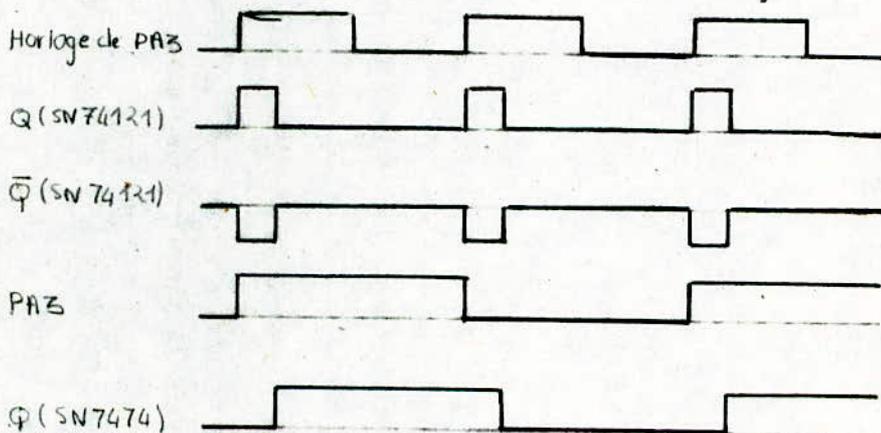


Fig. 12

Le train d'impulsion de l'horloge est appliqué à l'entrée du monostable SN 74 121 qui donne un signal Q de période $T = T_H$ et de durée d'impulsion t .

Le front montant de Q appliqué à l'entrée de la bascule D (SN 74 74) permet le passage du signal PA_3 à la sortie Q retardé d'une durée t .

2.6. - Le mélangeur analogique

La figure 13 représente le circuit assurant la fonction de mélangeur analogique effectuant simultanément la modulation et la démodulation.

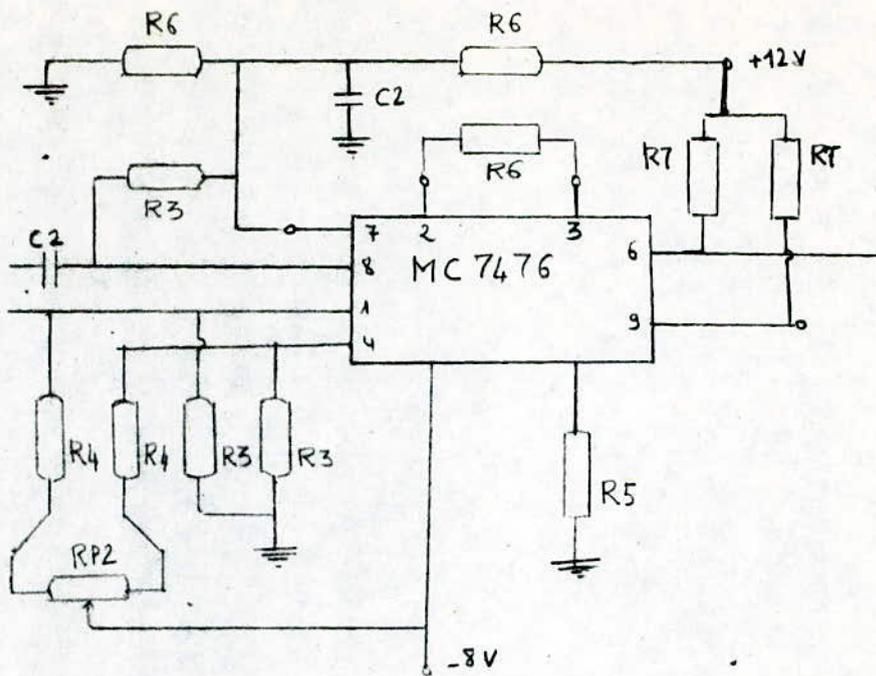


Fig. 13

2.7. - Limiteur

Le limiteur est réalisé à partir de $\mu A 741$ comme il est montré sur la figure ci-dessous. Son rôle est d'écrêter un signal de façon à égaliser l'amplitude. Dans le cas d'un signal FM, la fonction du limiteur s'accompagne de l'élimination d'une partie des bruits qui se seront ajoutés au signal original.

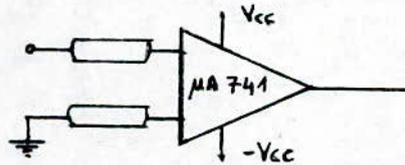


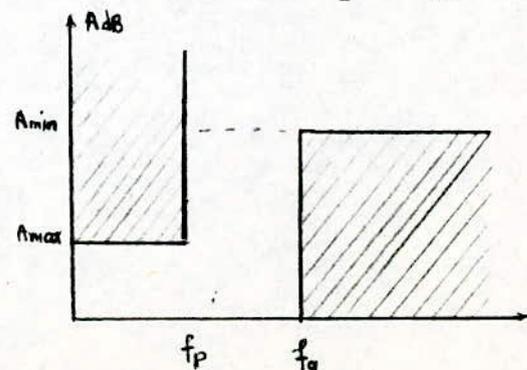
Fig. 14

2.8. - Filtre post-détection (pass-bas)

a) Introduction

Il est aisé de se rendre compte en examinant la figure ci-dessous qu'un gabarit **pass-bas** est entièrement défini par la connaissance des atténuations A_{max} et A_{min} , les fréquences de coupures f_p et f_a et la

sélectivité $K = \frac{P_p}{P_a}$ (ou $K = \frac{P_a}{P_p}$)



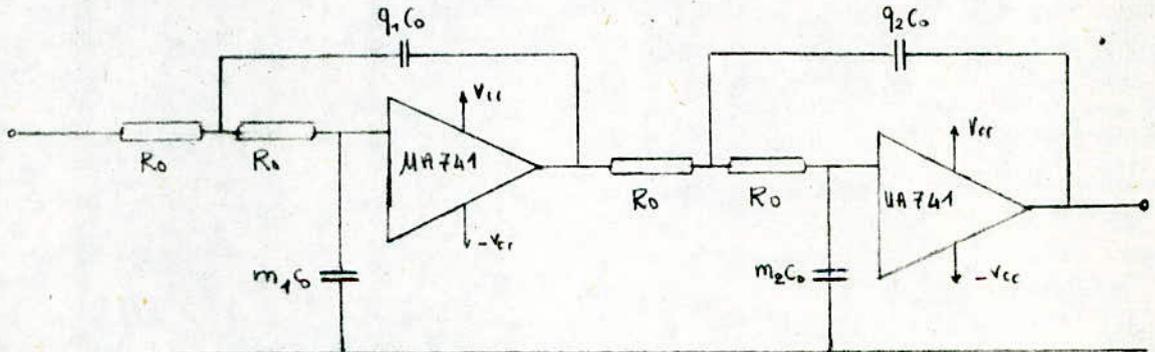
b) Choix du filtre pass-bas

Notre filtre est un filtre de BESSEL qui ne présente pas de fréquence dont l'atténuation est infinie.

La fonction de transmission $H(p) = \frac{1}{H'(p)}$ est un simple polynôme.

Le gabarit de notre filtre étant connu ($A_{\max} = 3d_B$, $A_{\min} = 35d_B$), il nous reste à déterminer l'ordre "n" de ce filtre, c'est à dire le degré de sa fonction de transfert ($1/k = .5$). Or d'après les courbes de réponse en amplitudes pour lesquelles l'atténuation est de $3 d_B$ à la fréquence unité, il s'avère que pour notre gabarit l'ordre correspondant à notre filtre est $n = 4$ (voir abaque Be1).

Pour réaliser un tel filtre d'ordre 4 qui est complexe, il faut mettre en cascade 2 cellules de deuxième ordre comme suit :



Les valeurs des éléments normalisés q et m sont données par le tableau Be5

pour $n = 4$

$$q_1 = 1,0048$$

$$q_2 = 0,07298$$

$$m_1 = 0,3871$$

$$m_2 = 0,6698$$

Les valeurs réelles des éléments sont q_{co} et m_{co} . Pour déterminer cette valeur, il faut choisir l'unité d'impédance R_0 . On prend une valeur de $10 K = R_0$ qui permet de faire fonctionner les amplificateurs de gain unité dans de bonnes conditions. En effet, il faut que R_0 soit beaucoup plus faible que l'impédance d'entrée Z_0 et beaucoup plus élevée que l'impédance de sortie Z_s pour que cet élément puisse être considéré comme parfait.

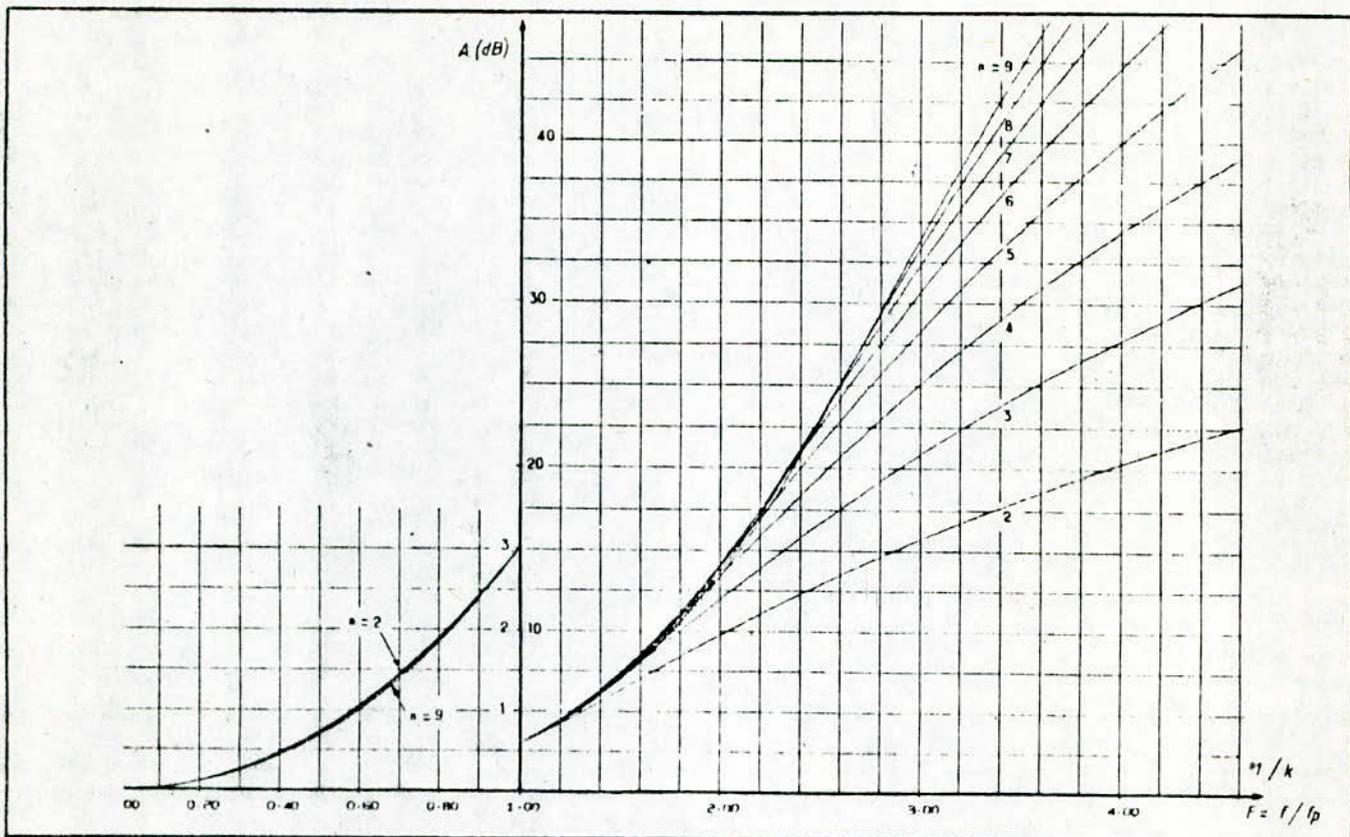


Fig. Be 1. — Courbes de l'atténuation en fonction de la fréquence.

N	CIRCUIT	m	q	V _m	F _m	FONCTION DE TRANSMISSION
2	1	0.6608	0.9077	-	-	(0.6180P ² +1.3616P+1)
3	1	0.4998	0.9547	-	-	(0.4771P ² +0.9996P+1)
	2	0.7560				(0.7560P+1)
4	1	0.3871	1.0049	1.02	0.768	(0.3884P ² +0.7742P+1)
	2	0.6698	0.7298	-	-	(0.4589P ² +1.3396P+1)
5	1	0.5700	0.7241	-	-	(0.4128P ² +1.1401P+1)
	2	0.3107	1.0441	1.09	1.116	(0.3245P ² +0.6215P+1)
	3	0.6656				(0.6656P+1)
6	1	0.6108	0.6363	-	-	(0.3887P ² +1.2217P+1)
	2	0.4843	0.7236	-	-	(0.3574P ² +0.9686P+1)
	3	0.2565	1.0745	1.17	1.376	(0.2756P ² +0.5130P+1)
7	1	0.5472	0.6203	-	-	(0.3394P ² +1.0944P+1)
	2	0.4141	0.7252	-	-	(0.3010P ² +0.8303P+1)
	3	0.2146	1.0990	1.25	1.595	(0.2360P ² +0.4337P+1)
	4	0.5936				(0.5936P+1)
8	1	0.5556	0.5690	-	-	(0.3161P ² +1.1112P+1)
	2	0.4476	0.6106	-	-	(0.2979P ² +0.9753P+1)
	3	0.3601	0.7278	-	-	(0.2621P ² +0.7202P+1)
	4	0.1863	1.1199	1.34	1.787	(0.2087P ² +0.3727P+1)
9	1	0.5121	0.5533	-	-	(0.2834P ² +1.0243P+1)
	2	0.4355	0.6051	-	-	(0.2635P ² +0.8710P+1)
	3	0.1678	1.1364	1.42	1.952	(0.1864P ² +0.3257P+1)
	4	0.3159	0.7312	-	-	(0.2310P ² +0.5319P+1)
	5	0.5346				(0.5346P+1)

Tableau Be 5. — Filtrés passe-bas de Bessel. Valeur des éléments et des grandeurs de réglage.

$$R_o = 10 \text{ K}\Omega$$

$$W_o = 2\pi f_p = 2\pi \cdot (500 \text{ Hz}) = 3140 \text{ rad/s}$$

$$C_o = \frac{1}{R_o W_o} = \frac{1}{10^4 \times 3140} = 31,84 \text{ n F} = 3,184 \cdot 10^{-8} \text{ F}$$

On obtient donc des valeurs des éléments :

$$C_{11} = q_1 C_o = 31,99 \text{ n F}$$

$$C_{21} = m_1 C_o = 12,32 \text{ n F}$$

$$C_{12} = q_2 C_o = 23,23 \text{ n F}$$

$$C_{22} = m_2 C_o = 21,32 \text{ n F.}$$

LISTE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

CIRCUITS INTEGRES

- SN 74164
- SN 7474, 4
- SN 7400
- μA 741
- SN 74121
- SN 1496

RESISTANCES

- $R_a = R_b = R_c = 1 K$
- $R_2 = 2K$
- $R_8 = 2,2 K$
- $R_9 = R_6 = 1K$
- $R_3 = 51 \Omega$
- $R_4 = 10K$
- $R_5 = 6,8 K$
- $R_7 = 3,9 K$
- $R_{P_3} = R_{P_5} = 10 K$
- $R_{P_2} = 50 K$
- $R_{P_4} = 100 \Omega$

CAPACITES

- $C_1 = C_2 = 0,1 \mu F$
- $C_3 = 31 \mu F$
- $C_4 = 12 \mu F$
- $C_5 = 23 \mu F$
- $C_6 = 21 \mu F$

CONCLUSIONS GENERALES :

- 1) On peut créer effectivement un système à accès multiples basé sur le principe d'un "code" (CDMA - Code-Division Multiples Accès).
- 2) Le système considéré est caractérisé par une immunité très élevée aux bruits et à bande étroite. Cette immunité dépend du gain de conditionnement G.
- 3) Le système offre une sécurité de transmission (il faut connaître le propre code pour pouvoir récupérer l'information).
- 4) Le système peut utiliser les mêmes supports (dans le même temps) qui sont actuellement utilisés par les systèmes TDM et FDM.
- 5) Il se posent des problèmes très importants de synchronisation côté réception. Il est nécessaire pour cela non seulement de connaître le code mais aussi sa phase par rapport au signal à l'entrée.
- 6) En pratique, la capacité de ces tels systèmes est moins élevée que la capacité des systèmes de type TDM et surtout de FDM.
- 7) Il est difficile de créer un jeu de codes "faiblement corrélés" pour une raisonnable longueur des séquences considérées. Si la longueur augmente, ceci engendre une augmentation des différences liées à la synchronisation).

Dans l'avenir, il n'y a aucun doute que la transmission par rayon laser pourrait jouer un rôle important dans les réseaux de télécommunications.

ANNEXE

1. - FONCTION D'AUTO-CORRELATION :

La fonction d'auto-correlation est définie par :

$$\phi_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cdot S(t-\tau) dt$$

Propriétés :

- C'est une fonction paire $\phi_{xx}(\tau) = \phi_{xx}(-\tau)$
- Son maximum est à l'origine et correspond à la puissance du signal P :

$$\phi_{xx}(0) = E \left[S^2(t) \right] = P$$

- La densité spectrale de puissance est la transformée de fourrier (T.F) de la fonction d'auto-correlation.

$$\begin{aligned} \phi_{xx}(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ &= 2 \int_0^{\infty} \phi_{xx}(\tau) \cdot \cos(2\pi f \tau) \cdot d\tau. \end{aligned}$$

en effet : $\phi_{xx}(\tau) = S(\tau) * S(-\tau)$ et, si $S(f)$ désigne la T.F de $s(t)$, il vient :

$$\phi_{xx}(f) = S(f) \cdot S(f) = |S(f)|^2$$

Cette dernière propriété se traduit physiquement par le fait que le signal est à variation rapide, c'est à dire plus son spectre s'étend vers les fréquences élevées, plus sa fonction d'auto-correlation est étroite. A la limite le signal est purement aléatoire et la fonction s'annule pour $\tau \neq 0$. On se trouve en présence d'un signal appelé "bruit blanc", et tel que $\phi_{xx}(\tau) = PS$.

Alors la densité spectrale est constante $\phi_{xx}(f) = P$, en fait un tel signal n'a pas de réalité physique puisque sa puissance est infinie mais il constitue un modèle mathématique commode pour les signaux dont la densité spectrale est quasi-constante sur une large bande de fréquence.

2. - THEOREME DE SHANNON :

a/ - Un signal $s(t)$ dont le spectre ne contient aucune fréquence supérieure à la f_m , est entièrement défini par les valeurs qu'il prend à des instants d'échantillonnage séparés entre eux d'un temps inférieur à $T = \frac{1}{2 f_m}$, $\frac{1}{T}$ est alors la fréquence d'échantillonnage :

- Le signal original est retrouvé en faisant passer le signal échantillonné dans un filtre passe-bas idéal, de fréquence de coupure f_m .

- Etant donné que seule compte la largeur de bande du signal, le théorème de Shannon peut s'énoncer de manière plus générale :

" Un signal dont le spectre occupe une bande de largeur B est entièrement défini par les valeurs qu'il prend à des instants séparés entre eux d'au moins $\frac{1}{2 B}$ "

- De manière pratique, la fréquence d'échantillonnage à une valeur légèrement supérieure à $2B$ ex : pour une bande téléphonique 300 - 3400 HZ . $f_e = 8000$ HZ

Démonstration :

soit $s(t)$ un signal et $S(\omega)$ sa transformée de FOURIER, on a :

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_m}^{+2\pi f_m} S(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega$$

Pour $\omega \in (-2\pi f_m, +2\pi f_m)$, $S(\omega)$ est décomposable en série de FOURIER

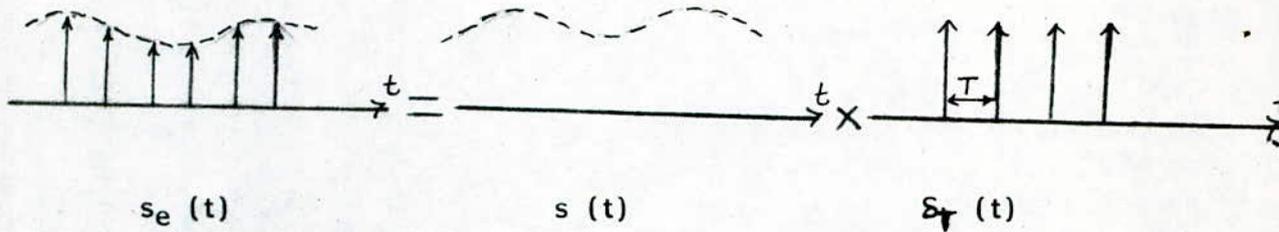
$$S(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_n \cdot e^{-jn\omega/2f_m}$$

$$S_n = \frac{1}{4\pi f_m} \int_{-2\pi f_m}^{+2\pi f_m} S(\omega) \cdot e^{jn\omega/2f_m} \cdot d\omega$$

Soit en posant $t_n = \frac{n}{2f_m} \Rightarrow S_n = \frac{1}{2f_m} s(t_n)$

Donc, la donnée des valeurs $s(t_n)$ détermine les valeurs de S_n et par suite $S(\omega)$ c'est à dire $s(t)$.

Remarque : Le signal échantillonné $s_e(t)$ peut s'écrire $s_e(t) = \sum \delta_T(t) \cdot s(t)$

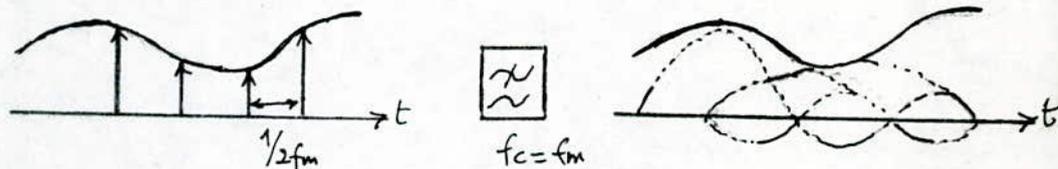


b/ - Aspect temporel du théorème de SHANNON :

L'expression analytique de $s(t)$ à partir de $s(t_n)$ s'écrit :

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_m}^{+2\pi f_m} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2T} s(t_n) \cdot e^{-j\omega t_n} \right) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \\
 &= \frac{1}{4\pi f_m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t_n) \int_{-2\pi f_m}^{2\pi f_m} e^{j\omega(t-t_n)} \cdot d\omega \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t_n) \cdot \delta_a \left[2\pi f_m(t-t_n) \right]
 \end{aligned}$$

$s(t)$ est donc la réponse d'un filtre passe bas idéal de fréquence de coupure f_m au signal échantillonné.



-Aspect temporel du th de SHANNON

c/ - Aspect spectral :

Soit $S_e(\omega)$ la transformée de FOURIER de $s_e(t)$ on a :

$$S_e(\omega) = \frac{1}{2\pi} S(\omega) \otimes \omega_e \cdot S_{ae}(\omega) \text{ avec } \omega_e = 2\omega_m$$

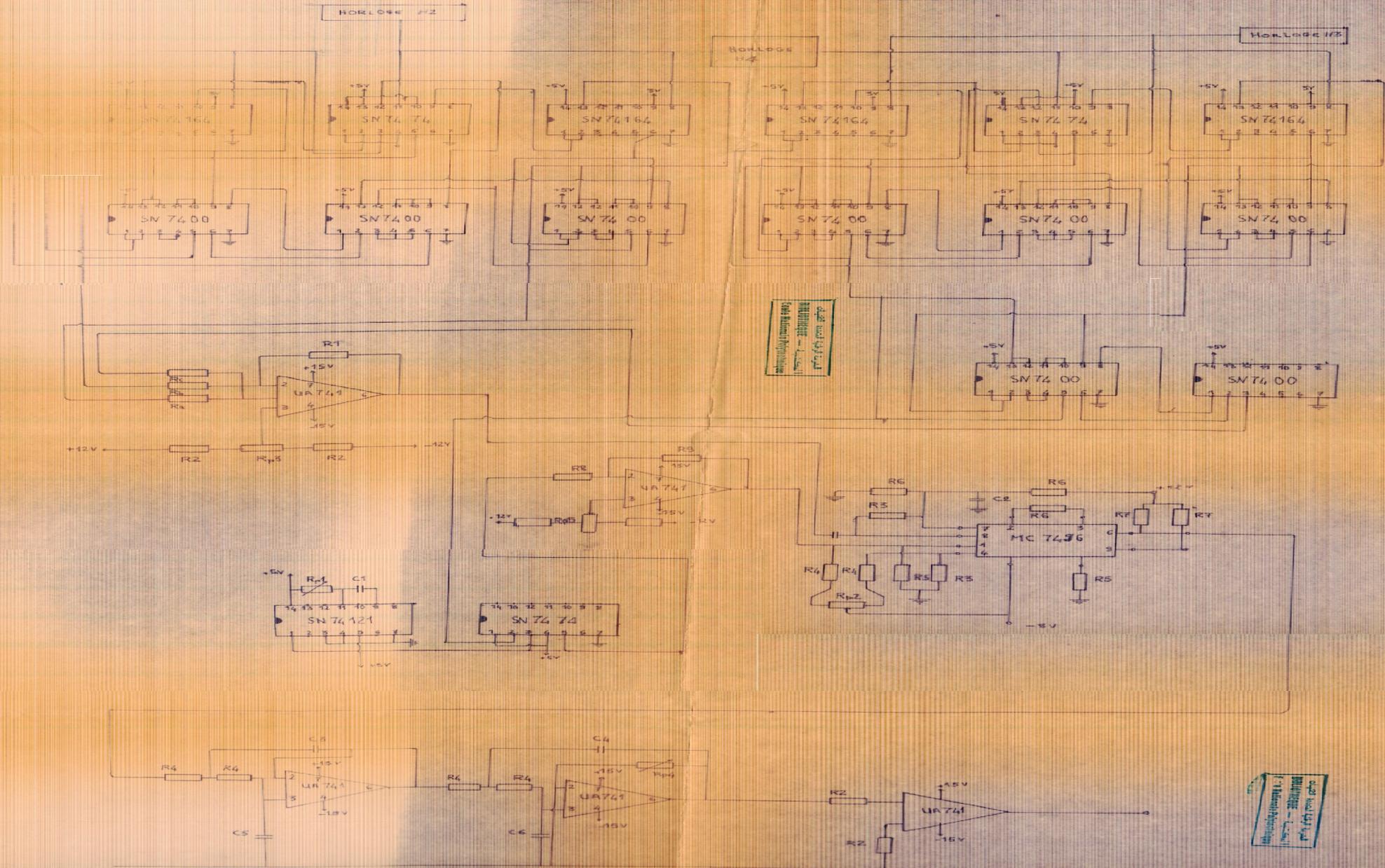
Par suite, une composante $S(\omega_1)$ de $S(\omega)$ avec $\omega_1 < \omega_m$ donne pour $S_e(\omega)$ les composantes $S(\omega_1)$ et $S(n\omega_e \pm \omega_1)$ avec $n \neq 0$ et $|n\omega_e \pm \omega_1| > \omega_m$.

Il n'y a donc pas de recouvrement de bande et par suite le spectre $S(\omega)$ se trouve dans celui de $S_e(\omega)$. En effet on a :

$$S_e(\omega) \cdot \delta_{\omega_e}(\omega) = \frac{\omega_e}{2\pi} S(\omega) = 2f_m \cdot S(\omega)$$

B I B L I O G R A P H I E

- GORDON RAISBECK - Théorie de l'Information - Masson PARIS 1964 -
- R. CROZE ET L. SIMON - Transmission Téléphonique - Théorie des lignes -
- ALEXANDRU SPATARU - Théorie de la Transmission de l'Information
Masson PARIS 1970
- IEE - Transactions on Communications - VOL. COM.25, NO AUGUST 1977
- MARC BADEL - Génération de nombres aléatoires autocorrélés -
- DATA BOOK - Texas Instrument et Motorola
- CLIVE PRIGMORE - Le Basic en 30 heures
- E. ROUBINE : Introduction à la Théorie de la Communication
Masson PARIS 1970
- J. MAX - Les Principales méthodes de traitement du Signal et leur
applications aux mesures physiques
- BENDAT J.S - Principles of applications of Randon Noise -
John Wiley and Sons - NEW YORK 1958 -
- SOLOMON W. GOLOMB - Digital Communications with Space Applications
1964 by PRENTICE-HALL INC NEW JERZEY -
- "SPREAD SPECTRUM COMMUNICATIONS", AGARD LECTURE SERIES N° 58
National Technical Information - Service July 1973
- M. BELLANGER - Traitement Numérique du Signal -
- R. LYON - CAEN - Circuits logiques intégrés -
- Projet de fin d'études (ENPA) Juin 1984 -



المعهد الوطني للبحوث والدراسات
 المعهد الوطني للبحوث والدراسات
 المعهد الوطني للبحوث والدراسات

المعهد الوطني للبحوث والدراسات
 المعهد الوطني للبحوث والدراسات
 المعهد الوطني للبحوث والدراسات

المعهد الوطني للبحوث والدراسات
 المعهد الوطني للبحوث والدراسات
 المعهد الوطني للبحوث والدراسات

SCHEMA ELECTRIQUE d'un systeme de communication multiplex par etatement du spectre. BOUTARFA 68 Nouzouat