AD-A239 924

AGARD-LS-172

AGARD-LS-172

AGARD

ADVISORY GROUP FOR AEROSPACE RESEARCH & DEVELOPMENT
7 RUE ANCELLE 92200 NEUILLY SUR SEINE FRANCE

DTIC

AGARD LECTURE SERIES 172

Propagation Limitations for Systems Using Band-Spreading

(Les Limitations Apportées par la Propagation dans les Systèmes Utilisant des Spectres de Fréquences Etendus)

NORTH ATLANTIC TREATY ORGANIZATION

Distribution and Availability on Back Cover

AGARD-LS-172

AGARD

ADVISORY GROUP FOR AEROSPACE RESEARCH & DEVELOPMENT
7 RUE ANCELLE 92200 NEUILLY SUR SEINE FRANCE

DTIC COPY INSPECTED 6

Accession For
NTIS GRA&I ☑
DTIC TAB ☐
Unannounced ☐
Justification
By
Distribution/
Availability Codes
Dist | Avail and/or Special
A-1

AGARD LECTURE SERIES 172

Propagation Limitations for Systems Using Band-Spreading

(Les Limitations Apportées par la Propagation dans les Systèmes Utilisant des Spectres de Fréquences Etendus)

Copies of papers presented at a Lecture Series under the sponsorship of the Electromagnetic Wave Propagation Panel of AGARD and the Consultant and Exchange Programme of AGARD on 7th to 8th June 1990 in Issy-les-Moulineaux (near Paris), France, 11th to 12th June 1990 in Rome, Italy and 19th to 20th June 1990 in Hanscom AFB, MA, United States.

North Atlantic Treaty Organization
Organisation du Traité de l'Atlantique Nord

91 8 27 087

91-09050

The Mission of AGARD

According to its Charter, the mission of AGARD is to bring together the leading personalities of the NATO nations in the fields of science and technology relating to aerospace for the following purposes:

- Recommending effective ways for the member nations to use their research and development capabilities for the common benefit of the NATO community;
- Providing scientific and technical advice and assistance to the Military Committee in the field of aerospace research and development (with particular regard to its military application);
- Continuously stimulating advances in the aerospace sciences relevant to strengthening the common defence posture;
- Improving the co-operation among member nations in aerospace research and development,
- Exchange of scientific and technical information,
- Providing assistance to member nations for the purpose of increasing their scientific and technical potential,
- Rendering scientific and technical assistance, as requested, to other NATO bodies and to member nations in connection with research and development problems in the aerospace field

The highest authority within AGARD is the National Delegates Board consisting of officially appointed senior representatives from each member nation The mission of AGARD is carried out through the Panels which are composed of experts appointed by the National Delegates, the Consultant and Exchange Programme and the Aerospace Applications Studies Programme The results of AGARD work are reported to the member nations and the NATO Authorities through the AGARD series of publications of which this is one

Participation in AGARD activities is by invitation only and is normally limited to citizens of the NATO nations

The content of this publication has been reproduced
directly from material supplied by AGARD or the authors

Published June 1991

Copyright © AGARD 1991
All Rights Reserved

ISBN 92-835-0569-7

Printed by Specialised Printing Services Limited
40 Chigwell Lane, Loughton, Essex IG10 3TZ

Preface

The safety and the quality of transmissions have always been a matter of concern for radio operators.

As radiocommunications began, users soon recognized that noise was a disturbing factor against which it was necessary to provide protection. Reduction of the bandwidth of the modulated signal appeared as a natural solution but, unfortunately, it could not definitely improve transmission efficiency. Discovery of frequency modulation, and the development of information theory pointed out the gain which could be expected by extending the spectrum of modulated signals.

When applied to perfect communication channels, spread spectrum seems to have no limitations. With real channels, the attainable spreads are limited by numerous phenomena which distort the transfer functions.

This Lecture Series is devoted to the study of these phenomena and to the consequences they have on signal transmission. Presentation of the topics takes into account both the atmosphere areas wherein the phenomena appear, and the working frequency, since the effects are always selective.

The lectures begin with a general discussion of noise and interference problems, of distortions, and of characterization of the transfer functions of communication channels. Then the physical phenomena involved in the propagation of radio waves are investigated, and their effects on the various types of modern communication systems are developed.

Two special techniques, which cannot be disconnected from these topics, are then discussed: first, adaptive systems, either those of time or space which, in the case of wideband signal, exhibit particular characteristics, second, electronic counter measures (ECM), since these systems involve synchronization periods, along with coding and ciphering.

These lectures were held in Paris (France), in Rome (Italy), and in Boston (United States), and they were received by le Centre National des Télécommunications (CNET), the Italian Air Forces, and the Rome Air Development Center/EEC respectively.

I am most grateful to these organizations and their staffs for the welcome they gave to the conferences, and for the excellent organization of the receptions. Without doubt, the comfort given to the audiences encouraged good dialogue with the lecturers.

Finally, I must express my thanks to the AGARD people who, patiently but permanently, stimulated one and all in order to ensure the right progression of this work.

C. Goutelard
Director of the Lecture Series
Editor

Préface

La bonne qualité des transmissions, leur sécurité, ont toujours été un souci pour les opérationnels.

Au début des communications, on a très rapidement constaté que le bruit radio-électrique était un facteur gênant dont il fallait se protéger. L'idée de réduire la largeur de bande du signal modulé a été naturelle, malheureusement elle ne pouvait améliorer de façon décisive l'efficacité des transmissions. L'invention de la modulation de fréquence, puis le développement de la théorie de l'information ont montré l'intérêt qu'il y avait à étendre le spectre des signaux modulés

En présence de canaux parfaits, l'étalement du spectre paraît ne pas avoir de limite. Dans les canaux reels, ces étalements sont limités par un ensemble de phenomènes qui altèrent la fonction de transfert

Cette série de cours est consacrée à l'examen de ces phénomènes et aux incidences qu'ils ont sur la transmission des signaux.

Il a fallu organiser cette présentation en tenant compte, à la fois des zones de l'atmosphere siège de ces phénomènes, et des fréquences utilisées, les effets étant toujours sélectifs

Après une présentation générale des problèmes du bruit et des interferences, des altérations et des representations des fonctions de transfert des canaux, une présentation des phénomènes et de leurs conséquences est faite pour tous les types de transmission utilisés actuellement Deux techniques particulières, qui ne peuvent être dissociées de ces aspects, sont ensuite abordées: la première concerne l'adaptativité des systèmes, soit temporelle, soit spatiale qui, pour les signaux large bande, revet des aspects particuliers, la seconde concerne le problème des contre mesures électroniques puisque ces systèmes nécessitent des phases des synchronisation et des codages qui se prêtent au chiffrement

Ces conférences ont eu lieu à Paris (France), à Rome (Italie) et à Boston (USA) ou elles ont été respectivement accueillies par le Centre National d'Etude des Télécommunications, l'Armée de l'Air Italienne et le Rome Air Development Center/EEC

Je tiens à remercier ces organismes et leur personnel pour l'accueil chaleurex qu'ils ont réservé à ces conférences et l'excellente organisation de leur réception Nul doute que le confort dans lequel les auditoires ont été placés ait favorise l'excellent dialogue qui s'est établi entre eux et les conférenciers

Comment pourrais-je oublier de remercier tous les collègues qui ont accepté de consacrer une part de leur temps à la rédaction et à la présentation de leurs conférences

Mes remerciements vont bien évidemment aux personnes de l'AGARD qui ont, avec une patiente mais permanente sollicitation, stimulé les uns et les autres pour aboutir au bon déroulement de ce travail.

C Goutelard
Directeur de la Lecture Series
Editeur

List of Authors/Speakers

Lecture Series Director: Prof C Goutelard
LETTI Université Paris-Sud
9, Av. de la Div Leclerc
94731 Cachan Cedex
France

AUTHORS/SPEAKERS

Prof Dr PW Baier
University of Kaiserslautern
Lehrstuhl fur Hochfrequente
Signalubertragung & Verarbeitung
Postfach 3049
D-6750 Kaiserslautern
Federal Republic of Germany

ICA P Fuerxer
Chef du Groupe 2 Télecom et Detection
DRET
26, Boulevard Victor
00460 Paris Armees
France

Dr G.F Gott
University of Manchester
Institute of Science and Technology UMIST
PO Box 88
Manchester M60 1QD
United Kingdom

Mr G H Hagn
Assistant Director
Information & Telecommunication
Sciences Center
SRI International
1611 N Kent Street
Arlington VA 22209-2173
United States

Dipl -Ing W Kleinhempel
University of Kaiserslautern
Lehrstuhl fur Hochfrequente
Signalübertragung & Verarbeitung
Postfach 3049
D-6750 Kaiserslautern
Federal Republic of Germany

Prof E.D R. Shearman
University of Birmingham
Dept of Electronic & Electrical Engineering
PO Box 363
Birmingham B15 2TT
United Kingdom

Prof. A. Vander Vorst
Laboratoire d'Hyperfréquences
Batiment Maxwell
B-1348 Louvain-La-Neuve
Belgium

Dr D Vanhoenacker
Laboratoire d'Hyperfréquences
Batiment Maxwell
B-1348 Louvain-La-Neuve
Belgium

Contents

	Page
Preface	iii
Préface	iv
List of Authors/Speakers	v
	Reference
Wide Band Systems by P W Baier and W Kleinhempel	1
Caractéristiques des Canaux Utilisés pour les Transmissions à Grandes Bandes Spectrales (Characterization of Channels Used for Wideband Transmissions) par C Goutelard	2
Propagation Limitations for Transionospheric Systems by A. Vander Vorst and D Vanhoenacker	3
Tropospheric Systems by G H Hagn	4*
HF Systems Operating beneath the Ionosphere by G.F. Gott and E D.R. Shearman	5
Effets du Milieu de Propagation dans les Problèmes de Synchronisation et d'Acquisition et les Systèmes à Accès Multiples (Effects of the Medium in Synchronization and Acquisition Problems and Multiple Access Systems) par C Goutelard	6
Les Contre-Mesures Electroniques dans les Systèmes à Grandes Bandes Spectrales (Electronic Counter Measures in Wideband Systems) par P Fuerxer et P.W. Baier	7
Systèmes Adaptatifs Large Bande (Wideband Adaptive Systems) par P Fuerxer et C. Goutelard	8

* Not available at time of printing

WIDE BAND SYSTEMS

Paul Walter Baier and Werner Kleinhempel

Lehrstuhl für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung,
University of Kaiserslautern, P.O Box 3049, D-6750 Kaiserslautern,
Federal Republic of Germany

Abstract

Most radio communication systems being presently introduced or under development are digital systems Depending on the transmission bandwidth relative to the information rate, such systems can be divided into the class of narrow band systems and the class of wide band systems The lecture has the final aim to work out in a tutorial way the advantages wide band systems have to offer under adverse propagation conditions In the lecture, after an introduction to digital information transmission, digital wide band systems are defined on the basis of the used transmission signal forms and are compared with narrow band systems The need for the application of wide band systems is pointed out referring to information theory, with the resistance against noise and interference as well as the capabilities of multiple access and selective addressing being addressed Different types of wide band systems including spread spectrum systems are presented The quantitative treatment of propagation problems in narrow band and wide band systems due to time variant multipath propagation is tackled and the potential of wide band systems in combatting propagation effects is shown It is explained that properly designed spread spectrum systems are less affected by multipath reception than narrow band systems

1. Introduction

Most radio communication systems being presently introduced or under development are digital systems Also originally analog source signals as for instance speech, picture or telemetry signals are - after A/D conversion and source encoding - preferably transmitted in digital form Compared with conventional analog FM or AM radio communication systems, digital radio systems have a number of advantages Reliability and stability of system behavior, high resistance against noise and jamming, tolerance of multipath effects, system flexibility due to easily modifiable system parameters, fast and automatic adaption to changing operation scenarios, and cost efficient system implementation by modern microelectronics and VLSI Also sophisticated features as e g multiple access and selective addressing capabilities can be readily achieved by digital means Digital radio communication techniques are e g applied in radio relay systems, land mobile radio systems, satellite communication systems, HF communications and Q&R IFF systems Even for future public sound broadcasting, digital systems are under consideration

Elementary characteristics of a digital radio communication system are the information rate R and the bandwidth B of the transmission. The unit of R is bit/s The unit of B is Hz Within the scope of this lecture the difference between narrow band and wide band radio communication systems has to be worked out At first hand it is obvious to rely only on the bandwidth B in this consideration However, the absolute bandwidth B has always to be seen in relation to the information rate R, and therefore a more adequate criterion for comparison is the quotient

$$b = B/R \qquad (1.1)$$

which is termed spreading factor or bandwidth luxury of the system, or the reciprocal value 1/b which is termed bandwidth efficiency. Systems with values of b near unity are considered narrow band, systems with values of b considerably larger than unity are regarded as wide band There is no sharp line between those two classes A reasonable minimum value of b for a system to be considered wide band would be for example five

The transmission medium in radio communications is the atmosphere or free space In contrast to guided transmission via individual coaxial lines, waveguides or optical fibres, in radio communications different communication channels using simultaneously the same frequency band cannot be perfectly isolated from one another Therefore, in a given spatial domain each radio frequency band cannot be used by an arbitrarily large number of users The number of users has to be limited in order to avoid mutual interference As a consequence of this limitation and of the restricted total number of technically exploitable frequency bands, radio communication systems should work with as small spreading factors b as possible This tendency towards narrow band systems would also offer the advantage of relatively low cost system implementations

Despite the quoted arguments in favor of narrow band systems, wide band and even very wide band radio communication systems are frequently used for the following reasons

- Unlike narrow band systems wide band systems open the possibility of redundant communication Redundancy permits resistance against unintentional or intentional interfering signals Also interference by simultaneous signals in systems with multiple access or selective addressing capability can be reduced on the base of redundancy These facts result from Shannon's information theory /1/
- For a given transmitter power, wide band systems produce less power spectral density than narrow band systems on the radio channel Small power spectral density is advantageous with respect to low probability of intercept and to small disturbance of other services
- In radio channels with frequency selective fading, properly designed wide band systems are less prone to degradation than narrow band systems because the signal is simultaneously present at more than one frequency

This lecture is concerned with the definition of narrow band and wide band digital radio systems, with considerations on the need of wide band systems and their advantages, and with the impact of radio wave propagation conditions on narrow band and wide band systems As a basis for the following lectures of thir series it will be explained in a tutorial way to which degree wide band systems are suited to overcome propagation problems To reach these goals, in section 2 first wide band systems are defined more exactly on the basis of the used signals, and these systems are compared with narrow band systems In section 3 the reasons for the need and application of wide band systems are pointed out In section 4 various classes of wide band systems

including spread spectrum systems are presented and compared with respect to their advantages and short-comings. Section 6 finally concerns propagation effects and the advantages of wide band systems under multipath propagation conditions

2. Signals in digital communication systems

2.1 Information theoretical background

In this lecture it is assumed that a continuous flow of information from a message source of bit rate R_b has to be transmitted, and that this flow of information is subdivided into blocks of K bit each for transmission The consideration of systems with non-continuous flow of information or with non-blockwise transmission would not offer basically different insights Therefore, such systems are not considered Moreover non-blockwise transmission as encountered for instance in convolutional coding /2/ or in trellis coded modulation /3/ can be considered as blockwise transmission with a very large block length The total number of different blocks of length K bit is

$$M = 2^K. \tag{2.1.1}$$

Therefore, this kind of blockwise transmission is termed M-ary Each block has the duration T, and with the bit rate R_b one obtains from (2.1 1)

$$R_b = \mathrm{ld}(M)/T. \tag{2.1.2}$$

To each of the M blocks a symbol H_t from an M-ary set

$$H_t \in \{h_1 \ldots h_M\} \tag{2.1.3}$$

is assigned Fig 2 1 1 shows the basic structure of an M-ary communication system in an information theoretical view Each symbol H_t from the message source is fed into the system and transmitted to a message sink At the sink the symbol H_t arrives as symbol

$$H_r \in \{h_1 \ldots h_M\} . \tag{2.1 4}$$

In the case of an error free transmission always

$$H_r = H_t \tag{2.1.5}$$

holds Real communication systems do not work without errors, and (2 1 5) may not be true The behavior of real communication systems can be described by a transition diagram according to Fig 2 1 2 with the conditional probabilities or transition probabilities

$$p(h_k|h_m) = \mathrm{Prob}(H_r = h_k|H_t = h_m), \quad k,m = 1 \ldots M. \tag{2.1.6}$$

In the special case of error free transmission

$$p(h_k|h_m) = \begin{cases} 1 \text{ for } k = m, \\ 0 \text{ else} \end{cases} \tag{2.1.7}$$

holds

As an obvious demand on real communication systems, the transition probabilities $p(h_k|h_m)$ should be as close to one as possible for k equal m, and as close to zero as possible for k not equal m However, this demand is not very suited for system evaluations and comparisons because it is related to the individual transition probabilities and therefore many parameters have to be considered if M is large More suitable for such purposes is the global criterion of symbol error probability P_e With the a priori probabilities

$$\pi_m = \mathrm{Prob}(H_t = h_m), \quad m = 1 \ldots M \tag{2.1.8}$$

of the individual symbols h_m, P_e is obtained as average value

$$P_e = \sum_{m=1}^{M} \pi_m \left[1 - p(h_m|h_m)\right] = 1 - \sum_{m=1}^{M} \pi_m \, p(h_m|h_m) \tag{2 1.9}$$

of the probability that a symbol error occurs In the case of error free transmission, P_e equals zero on account of (2 1.7). The a priori probabilities π_m are typical of the considered message source In the case of equally probable symbols

$$\pi_m = 1/M, \quad m = 1 \ldots M \tag{2 1.10}$$

is valid In general, the information rate R of the message source and of the transmitted symbols H_t differs from the bit rate R_b The equation for R is /4/

$$R = \frac{1}{T} \sum_{m=1}^{M} \pi_m \, \mathrm{ld} \frac{1}{\pi_m} . \tag{2.1.11}$$

This equation shows that R becomes maximum if all π_m equal 1/M, see (2 1 10), which will be assumed in all following sections Then (2.1.11) takes the form

$$R = \mathrm{ld}(M)/T , \tag{2.1.12}$$

and the information rate R becomes equal to the bit rate R_b see (2 1 2)

Besides the characterization of the communication system by the symbol error probability P_e according to (2 1 9), also the information theoretical measures average mutual information, equivocation and irrelevance can be used to this purpose /4/ The average mutual information is the average amount of information which the received symbols H_r provide about the transmitted symbols H_t The average mutual information is given by

$$I(H_t;H_r) = \sum_{k=1}^{M} \sum_{m=1}^{M} p(h_k|h_m)\pi_m \, ld \frac{p(h_k|h_m)}{\sum_{m'=1}^{M} \pi_{m'} \cdot p(h_k|h_{m'})} . \qquad (2.1.13)$$

In the case of error free ransmission (2.1 7) can be substituted into (2 1 13) and comparison of the resulting expression with (2 1 11) shows that

$$I(H_t;H_r) = R \qquad (2\ 1.14)$$

is valid In all other cases

$$I(H_t;H_r) < R \qquad (2.1.15)$$

holds The equivocation is the loss of information by the transmission and equals

$$I(H_t|H_r) = \sum_{k=1}^{M} \sum_{m=1}^{M} p(h_k|h_m)\pi_m \, ld \frac{\sum_{m'=1}^{M} p(h_k|h_{m'})\ \pi_{m'}}{p(h_k|h_m)\ \pi_m} . \qquad (2.1.16)$$

The irrelevance is a measure of the irrelevant information at the system output and equals

$$I(H_r|H_t) = \sum_{k=1}^{M} \sum_{m=1}^{M} p(h_k|h_m)\pi_m \, ld \frac{1}{p(h_k|h_m)} . \qquad (2.1.17)$$

2.2 Narrow band systems and wide band systems

In section 2 1 the communication system has been considered on an abstract information theoretical basis If the symbols H_t have to be transmitted in the real world, a communication medium and information carriers suited for this medium are needed In the case of radio transmission to be considered in this lecture, the medium is free space and the message carriers are electromagnetic bandpass signal forms

$$S_t(t) \in \{s_1(t) \ \ .s_M(t)\} \qquad (2.2.1)$$

of duration T which have to be specified when designing the system Without restriction of generality it is assumed that the time range in which the signal forms $s_m(t)$ do not identically vanish reaches from $-T/2$ to $T/2$

Fig 2 2 1 shows the concretization of the basic communication system of Fig 2 1.1 into a physical radio communication system The message source feeds the symbols H_t into the transmitter which assigns to each symbol a bandpass signal form from the set (2 2 1) according to the rule

$$H_t = h_m : S_t(t) = s_m(t). \qquad (2.2.2)$$

The M signal forms $s_m(t)$ should differ as widely as possible from one another if appropriate criteria are applied The signal forms are radiated over the transmitter antenna, received by the receiver antenna and fed to the receiver The task of the receiver is to estimate the transmitted symbols from the received signal as reliably as possible also in the presence of interference signals n(t) and signal distortions due to non ideal propagation conditions, and to pass the symbols to the message sink

When specifying the set of signal forms $\{s_1(t) \ \ s_M(t)\}$ a theoretically unlimited variety is at disposal, with the determining elements of the signal forms being their phase and amplitude characteristics In practice limitations of this variety have to be accepted Such limitations result from restrictions on the available bandwidth and transmitter power, from the desire of low symbol error probability P_e, and from the demand of uncomplicated signal generation at the transmitter and of low cost signal processing at the receiver The limitations lead to signal forms $s_m(t)$ having specific phase and amplitude characteristics

For each of the signal forms of the set $\{s_1(t) \ \ s_M(t)\}$ a Fourier transform

$$\underline{S}_m(f) = \int_{-T/2}^{T/2} s_m(t)\ e^{-j2\pi ft}\ dt, \ m = 1..\ M \qquad (2.2.3)$$

exists With respect to the Fourier transforms $\underline{S}_m(f)$ the definition of the signal forms $s_m(t)$ as bandpass signal forms means that each of these transforms has non-vanishing values only in a limited frequency range, with the width of this range being much smaller than the absolute frequency values of the range Such a limited frequency range is termed bandpass range The temporal limitation of the signal forms $s_m(t)$ on a range of duration T excludes theoretically the simultaneous limitation in bandwidth In practice this contradiction can be resolved by considering values $|\underline{S}_m(f)|$ below a certain limit to be zero

Each of the signal forms $s_m(t)$ occupies a bandpass range F_m typical for this signal form The union range

$$F = \bigcup_{M} F_m \qquad (2.2.4)$$

of all M bandpass ranges F_m is the bandpass range occupied by the set of signal forms $\{s_1(t) \ \ s_M(t)\}$ in total. The bandpass range F has equal width B in the domain of positive and negative frequencies This width B is termed the bandwidth of the set of signal forms $\{s_1(t) \ \ s_M(t)\}$ As an example Fig 2 2 2 shows a specific constellation of the bandpass ranges F_m and of the total bandpass range F of width B In this example the individual signal forms $s_m(t)$ occupy disjunctive but adjoining bandpass ranges F_m

As already stated in section 1 an important parameter of the communication system is the quotient of bandwidth B and information rate R which is termed spreading factor b, see (1 1) Narrow band systems have small values of b, wide band systems have large values of b For a given symbol duration T the lower limit of the bandwidth B is reached if all signal forms are sinusoidal signals with equal frequency f_0 and duration

$$T \gg 1/f_0 \qquad (2.2.5)$$

which differ only in their amplitudes a_m

$$s_m(t) = \mathrm{rect}(\tfrac{t}{T})a_m\cos(2\pi f_o t),\ m = 1\ldots M. \qquad (2\ 2.6)$$

Fig 2 2 3 shows the Fourier transform

$$\underline{S}_m(f) = \frac{a_m T}{2}\left[\frac{\sin[\pi T(f-f_o)]}{\pi T(f-f_o)} + \frac{\sin[\pi T(f+f_o)]}{\pi T(f+f_o)}\right],\ m = 1\ldots M \qquad (2.2.7)$$

of such a sinusoidal signal It is evident that a reasonable definition of the bandpass range F_m is the range of width

$$B_m = 1/T \qquad (2.2.8)$$

marked in Fig 2.2 3 because most of the energy E_m of the signal form $s_m(t)$ is contained in this range The bandpass ranges of all signal forms of the set (2.2 6) are identical and equal to the bandpass range F of the set of signal forms (2 2 6) Therefore, the bandwidth of the set of signal forms according to (2 2 6) is

$$B = 1/T. \qquad (2.2.9)$$

In the case of equiprobable symbols $H_i \in \{h_1, h_M\}$ the spreading factor

$$b = 1/\mathrm{ld}(M). \qquad (2\ 2\ 10)$$

is obtained by substituting (2 1 12) and (2 2 9) into (1 1) The set of signal forms (2 2 6) is an example in which b decreases monotonously with increasing M

An example of a set of signal forms with larger bandwidth are the time orthogonal signal forms

$$s_m(t) = \mathrm{rect}\left[\frac{t - \frac{T}{2M}(2m-1-M)}{T/M}\right]\cos(2\pi f_o t),\ m = 1\ldots M \qquad (2.2.11)$$

The bandwidth of this set is M times the bandwidth of the narrow band set (2 2 6) because the duration of the non-vanishing portions of the individual signal forms is shorter by a factor of M Therefore, in contrast to (2 2 9) and (2 2 10)

$$B = M/T, \quad (2.2\ 12) \qquad \text{and} \qquad b = M/\mathrm{ld}(M) \quad (2.2.13)$$

hold The set of signal forms (2 2.11) is an example in which b can be made arbitrarily large by increasing M

Besides the spreading factor b another parameter of the sets of signal forms $\{s_1(t)\ \ s_M(t)\}$ which is important in what follows is the time bandwidth product TB The time bandwidth product of the narrow band set (2 2 6) equals one, the time bandwidth product of the wide band set (2 2 11) equals M In general, from (1 1) and (2 1 12) the expression

$$TB = b\ \mathrm{ld}(M) \qquad (2\ 2.14)$$

is obtained This expression shows that wide band sets of signal forms differ from narrow band sets not only by a larger spreading factor b, but also by a larger time bandwidth product TB However, the quantities b and TB are in so far independent from one another as one can still dispose of M

2.3 Vector signal representation

A frequency f_o is chosen in the center of the bandpass range F of the considered set of signal forms $\{s_1(t)\ \ s_M(t)\}$ With this frequency which can be considered as the center frequency of the system, and with the Hilbert transform $\hat{s}_m(t)$ of $s_m(t)$ for each of the signal forms $s_m(t)$ a low pass equivalent

$$\underline{u}_m(t) = s_m(t)e^{-j2\pi f_o t} + j\hat{s}_m(t)e^{-j2\pi f_o t},\ m = 1\ldots M \qquad (2.3.1)$$

can be introduced /6/ $\underline{u}_m(t)$ is also termed complex envelope of $s_m(t)$ By using $\underline{u}_m(t)$ the signal form $s_m(t)$ can be represented as follows

$$s_m(t) = \mathrm{Re}[\underline{u}_m(t)e^{j2\pi f_o t}],\ m = 1\ldots M. \qquad (2.3.2)$$

With B the bandwidth of the set $\{s_1(t)\ \ s_M(t)\}$, the Fourier transform

$$\underline{U}_m(f) = \int_{-T/2}^{T/2} \underline{u}_m(t)e^{-j2\pi f t}\,dt,\ m = 1\ .\ M \qquad (2\ 3.3)$$

of $\underline{u}_m(t)$ does not identically vanish only in the frequency range

$$|f| \leq B/2. \qquad (2.3\ 4)$$

Therefore, $\underline{u}_m(t)$ can be completely represented by equidistant samples 1/B seconds apart /6/ With the symbol duration T, for each of the signal forms $s_m(t)$ a total of

$$TB \qquad (2\ 3\ 5)$$

s

$$\underline{u}_{mn} = \underline{u}_m[-T/2 + (n-0.5)/B],\ n = 1\ldots N,\ m = 1\ldots M \qquad (2.3.6)$$

is required (2 3 5) shows that the necessary number N of samples is equal to the time bandwidth product TB of the set of signal forms It would be also allowed to take a number of samples larger than TB However, this over sampling would not improve the signal representation In what follows N is assumed equal to TB

The samples $\underline{u}_{mn}$ of the signal form $s_m(t)$ can be considered as the components of a vector

$$\vec{\underline{u}}_m = (\underline{u}_{m1}\ldots\underline{u}_{mN}),\ m = 1\ldots M \qquad (2\ 3.7)$$

in an N dimensional space By this vector the signal form $s_m(t)$ is described in all of its properties Narrow band sets of signal forms, i e sets with a small TB, lead to vectors with a small number of vector

components, wide band sets lead to vectors with a large number of vector components

The energy of the signal form $s_m(t)$ can be obtained from the vector $\underline{y}_m$ by the expression

$$E_m = \frac{T}{2N} \vec{y}_m \quad \vec{y}_m^{\,T} = \frac{T}{2N} \sum_{n=1}^{N} |y_{mn}|^2 \ , \ m = 1 \ldots M \qquad (2\ 3.8)$$

The corresponding expression for the analog signal form $y_m(t)$ is

$$E_m = \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} y_m(t)\ y_m^*(t)\ dt. \qquad (2.3\ 9)$$

2.4 Digital signal generation and digital message detection

At first hand the representation of the signal forms $s_m(t)$ by the vectors $\underline{y}_m$ according to (2 3 7) is a mathematical formalism However, this representation has practical importance for the signal generation at the transmitter and for the demodulation at the receiver if digital methods have to be used

The signal forms $s_m(t)$ can be generated by a circuit shown in Fig 2 4 1 The vectors $\underline{y}_m$ are recalled from a digital memory or generated on line by applying generation algorithms If the symbol $H_t = h_m$ has to be transmitted the real parts $Re[y_{mn}]$ and imaginary parts $Im[y_{mn}]$ of the vector components y_{mn} are read out from the memory or generated and fed to low pass filters with limiting frequency B/2 At the outputs of the low pass filters the real part $Re[y_m(t)]$ and the imaginary part $Im[y_m(t)]$ of the complex envelope appear By multiplication with the carrier oscillations $\cos(2\pi f_0 t)$ and $-\sin(2\pi f_0 t)$, respectively, and by addition the signal form $s_m(t)$ is obtained The circuit of Fig 2 4 1 is a basic digital transmitter

When designing a set of signal forms $\{s_1(t) .. s_M(t)\}$ of given duration T, first the bandwidth B and thereby the time bandwidth product TB have to be determined After this, concrete values have to be assigned to the vector components y_{mn}. Digital systems are discrete valued systems and therefore only a limited set of size Q is available for the components y_{mn}, i e

$$y_{mn} \in \{y_1 \ldots y_Q\} \ . \qquad (2\ 4\ 1)$$

Hence, the determination of the vector components y_{mn} can be split up into two steps Determination of the set (2 4 1) and assignment of the values $\{y_1 \ldots y_Q\}$ to the vector components y_{mn}. Although these steps have to be governed by the individual system requirements, there is enough space for the creativity of the system designer

At the receiver the vector $\underline{y}_m$ can be obtained from the signal form $s_m(t)$ by the circuit shown in Fig 2 4 2 At the input of this circuit a bandpass filter eliminates interference lying spectrally outside the bandpass range F of the set of signal forms, see (2.2 4) The center frequency and bandwidth of the bandpass filter equal the corresponding quantities f_0 and B of the set of signal forms The received signal form $s_m(t)$ is multiplied by the carrier oscillations $2\cos(2\pi f_0 t)$ and $-2\sin(2\pi f_0 t)$ The products are filtered by low pass filters of limiting frequency B/2 This process called demodulation delivers the real part $Re[y_m(t)]$ and the imaginary part $Im[y_m(t)]$ of the complex envelope Subsequent sampling every 1/B seconds gives the real parts $Re[y_{mn}]$ and imaginary parts $Im[y_{mn}]$ of the vector components y_{mn} From the vector components the transmitted symbol H_t is estimated by the message detector The circuit shown in Fig 2 4 2 is a basic digital receiver

The circuit shown in Fig 2 4 2 functions only if the carrier oscillation is available in correct phase at the receiver This situation is termed coherent reception The other situation is the incoherent reception which will not be considered in this lecture since, except for a more complex circuitry, no fundamentally new aspects would be touched

3. Need for wide band systems

3.1 Received signal

The predominant reason for an erroneous estimation of the transmitted symbols at the receiver is an additive interfering signal which reaches the receiver input besides the desired signal Such an interfering signal has the effect that the demodulation yields instead of the vector $\underline{y}_m$ a vector $\underline{y}$ which more or less differs from $\underline{y}_m$, depending on the intensity and other properties of the interfering signal Just like the desired signal forms also the interfering signal can be described by an equivalent low pass signal Demodulation and sampling of n(t) yield the interference vector

$$\underline{n} = (n_1 \ldots n_N) \ . \qquad (3\ 1.1)$$

By addition of the desired vector $\underline{y}_m$ and the interfering vector $\underline{n}$ the received vector

$$\underline{y} = (y_1 \ldots y_N) = \underline{y}_m + \underline{n}, \quad m = 1 \ldots M \qquad (3.1.2)$$

is obtained The message detection circuit has the task to estimate the transmitted vector $\underline{y}_m$ as reliably as possible from the received vector $\underline{y}$ The vector components y_{mn} can only attain discrete values out of the set (2 4 1) The vector components n_n of the interference vector $\underline{n}$ are in general continuous valued Hence, the components y_n of the received vector $\underline{y}$ are also continuous valued The estimation of the vector $\underline{y}_m$ from the received vector $\underline{y}$ can be performed in two different ways /2/. One way is the case of hard decision in which upon reception of each component y_n the underlying component y_{mn} is immediately estimated, i e the transmitted vector $\underline{y}_m$ is estimated component wise. The other way is the case of soft decision in which the estimation is based on the simultaneous consideration of all vector components y_n, $n=1 \ldots N$ In what follows usually soft decision is presupposed which gives a lower symbol error probability P_e than hard decision

The interfering signal n(t) may be deterministic or stochastic It may also consist of the superposition of deterministic and stochastic partial signals Deterministic interfering signals are characterized by the fact that they are pre-determined in their total run and hence are absolutely predictable Therefore it is possible at least in principle to eliminate deterministic interfering signals by just subtracting them from the total received signal Consequently, from an information theoretical point of view, deterministic interfering signals are no real interfering signals In what follows the elimination of deterministic interfering signals is always

assumed so that only stochastic interfering signals remain and those are termed n(t) It is further assumed that the interfering signal is stationary Under these presuppositions n(t) can be characterized by its power σ^2, its probability density function $p_n(n)$ and its spectral power density $S_n(f)$

The probability density function $p_n(n)$ and the spectral power density $S_n(f)$ are independent from one another A frequently occurring probability density function is the Gaussian distribution

$$p_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left[-n^2/(2\sigma^2)\right]. \qquad (3\ 1.3)$$

An important example of a spectral power density is obtained if the interferer power σ^2 is distributed uniformly over the bandpass range F In this case, with

$$N_0/2 = \sigma^2/(2B) \qquad (3.1.4)$$

the spectral density

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2}\left[\operatorname{rect}\frac{f-f_0}{B} + \operatorname{rect}\frac{f+f_0}{B}\right] \qquad (3\ 1\ 5)$$

is obtained which is constant over the bandpass range F

If $p_n(n)$ and $S_n(f)$ obey (3 1 3) and (3 1 5), the communication channel is designated as additive white Gaussian noise channel (AWGN) This type of channel is presupposed in what follows In the case of the AWGN channel the components $\underline{n}_n$ of the interference vector $\underline{n}$ and therewith the components $\underline{y}_n$ of the received vector $\underline{y}$ are statistically independent quantities with variance $2\sigma^2$

By referring to the expression (3 1 4) the important conceptions of power limited and of non power limited interfering signals can be explained The criterion is where the spectral in band power density $N_0/2$ originates from One possibility is that $N_0/2$ comes from one or several interfering sources having an available total power σ^2 which is spread evenly across the bandpass range F of the system This is the case of power limited interference in which on account of the constant σ^2 the spectral in band power density $N_0/2$ is inversely proportional to B $N_0/2$ may also come from a very broad band source having a spectral power density $N_0/2$ within a bandwidth much larger than the considered system bandwidth B This is the case of practically non power limited interference because on account of the constant $N_0/2$ the in band interfering power σ^2 increases continuously with B as long as B is smaller than the interferer bandwidth

Power limited interference is to be expected in the case of unintentional or intentional man made interference which comes from a limited number of radiation sources Each of these sources is power limited on account of limited primary power and limited maximum power of the transmitter amplifier Examples of non power limited interference are thermal noise and man made broad band noise coming from a multitude of interference sources as e g electrical machines, motor ignition systems, etc In reality always a combination of a power limited interfering signal of power σ'^2 and of a non power limited interfering signal of spectral power density $N_0''/2$ has to be taken into account Consequently, an increase in B pays only in a remarkable reduction of the total spectral power density

$$\frac{N_0}{2} = \frac{\sigma'^2}{2B} + \frac{N_0''}{2} \qquad (3.1.6)$$

as long as the term $\sigma'^2/(2B)$ in (3 1 6) is not considerably smaller than the term $N_0''/2$

Both in the case of power limited and in the case of non power limited interference it is not mandatory that the spectral in band power density is constant As compared to constant in band power spectral density, non constant in band power spectral density renders the theoretical treatment of the interference situation more difficult and may lead to different values of the symbol error probability P_e However, from a superior point of view, the cases of non constant and constant in band power spectral density are not essentially different

3.2 Maximum likelihood detection

The optimum strategy to estimate the transmitted symbol H_t is the maximum likelihood principle /2/ In order to apply this principle the conditional probabilities $p(\underline{y}_m|\underline{y})$, m=1 M, are needed The probability $p(\underline{y}_m|\underline{y})$ is related to the probability of the event that the vector $\underline{y}_m$ has been transmitted if the vector $\underline{y}$ has been received If at the receiver the set $\{s_1(t)\ s_M(t)\}$, the probability density function $p_n(n)$ and the spectral power density $S_n(f)$ of the interfering signal are known, the probabilities $p(\underline{y}_m|\underline{y})$ are also known

According to the maximum likelihood principle the decision at the receiver has to follow the rule

$$H_t = h_m, \text{ if } p(\underline{y}_m|\underline{y}) > p(\underline{y}_{m'}|\underline{y}) \text{ for all } m' \neq m \qquad (3.2.1)$$

(3 2 1) means that the actual received vector $\underline{y}$ has to be inserted into all M probability functions $p(\underline{y}_m|\underline{y})$ and that this symbol h_m is chosen for which $p(\underline{y}_m|\underline{y})$ attains its maximum As will become evident later, it is advantageous to transform (3 2 1) by help of the Bayes rule /5/ Following this rule and substituting π_m for $p(\underline{y}_m)$, see (2 1 8),

$$p(\underline{y}_m|\underline{y})\ p(\underline{y}) = p(\underline{y}|\underline{y}_m)\ p(\underline{y}_m) = p(\underline{y}|\underline{y}_m)\pi_m,\ m = 1\ldots M, \qquad (3\ 2.2)$$

is obtained where $p(\underline{y}|\underline{y}_m)$ and $p(\underline{y})$ are probability density functions From (3 2 2) follows

$$p(\underline{y}_m|\underline{y}) = p(\underline{y}|\underline{y}_m)\pi_m/p(\underline{y}),\ m = 1..\ M \qquad (3\ 2\ 3)$$

Substituting (3 2 3) into (3 2 1) yields the decision rule

$$H_t = h_m, \text{ if } \frac{p(\underline{y}|\underline{y}_m)\pi_m}{p(\underline{y})} > \frac{p(\underline{y}|\underline{y}_{m'})\pi_{m'}}{p(\underline{y})} \text{ for all } m' \neq m \qquad (3\ 2\ 4)$$

or, after simplifying by $p(\underline{y})$,

$$H_t = h_m, \text{ if } p(\underline{y}|\underline{y}_m)\pi_m > p(\underline{y}|\underline{y}_{m'})\pi_{m'} \text{ for all } m' \neq m \qquad (3\ 2\ 5)$$

The decision rule (3 2 5) is equivalent to the rule (3 2 1) However (3 2 5) has the advantage that in the form of the conditional probability density functions $p(\underline{y}|\underline{y}_m)$ the influence of the transmission channel

becomes immediately evident, and that the a priori probabilities π_m can be introduced

As already stated in section 3 1 with respect to the interference, the AWGN channel is assumed, see (3 1 3) and (3 1 5) Under this presupposition the components $\underline{y}_n$ of the vector $\underline{y}$ are statistically independent quantities It is further assumed that the propagation conditions from the transmitter to the receiver are such that the expectations of the components $\underline{y}_n$ equal the corresponding components $\underline{u}_{mn}$ In this case the channel is termed memoryless In what follows the memoryless AWGN channel is considered Regarding the message to be transmitted, equal probabilities π_m, see (2 1 10), and equal energies

$$E_m = E = \text{const}, \quad m = 1 \ldots M, \tag{3.2.6}$$

see (2 3 8), are assumed Under these presuppositions the optimum detection rule (3 2 5) takes the form

$$h_t = h_m, \text{ if } \quad \mathrm{Re}\left[\sum_{n=1}^{N} \underline{y}_n \cdot \underline{u}^*_{mn}\right] > \mathrm{Re}\left[\sum_{n=1}^{N} \underline{y}_n \cdot \underline{u}^*_{m'n}\right] \quad \text{for all } m' \neq m \tag{3.2.7}$$

The received vector $\underline{y}$ has to be correlated with all M vectors $\underline{u}_m$, and the decision is made in favor of that h_m which gives maximum correlation The implementation of the decision rule (3 2 7) leads to the correlation detector, see Fig 3 2 1

The optimum decision rule (3 2 7) can be found relatively easily A more complex problem is the determination of the symbol error probability P_e when applying this optimum rule Regarding P_e it will be shown in the next section 3 3 that wide band systems offer avantages compared to narrow band systems

3.3 Advantages of wide band systems

When designing an M-ary communication system the M vectors $\underline{u}_m$ have to be determined, see section 2 4 With these vectors the cross correlation coefficients

$$\rho_{mm'} = \frac{T}{2N} \frac{\mathrm{Re}[\underline{u}_m \cdot \underline{u}^{*T}_{m'}]}{\sqrt{E_m E_{m'}}}, \quad m,m' = 1 \ldots M, \tag{3.3.1}$$

can be formed If all of the energies E_m equal E, see (3 2 6), $1-\rho_{mm'}$ is proportional to the Euclidean distance between the vectors $\underline{u}_m$ and $\underline{u}_{m'}$ The correlation coefficients can be assembled in an MxM-matrix $||\rho_{mm'}||$ This matrix is symmetric, i e

$$\rho_{mm'} = \rho_{m'm}, \quad m,m' = 1 \ldots M, \tag{3 3.2}$$

and its main diagonal consists of ones only, i e

$$\rho_{mm} = 1, \quad m = 1 \ldots M \tag{3 3 3}$$

The off diagonal elements have values in the range

$$-1 \leq \rho_{mm'} \leq 1 \tag{3.3.4}$$

The more similar two signal forms $s_m(t)$ and $s_{m'}(t)$ are, the closer to one is their cross correlation coefficient $\rho_{mm'}$ The greater the difference between two signal forms, the closer to minus one is their cross correlation coefficient $\rho_{mm'}$

With the inverse $||\rho_{mm'}||^{-1}$ and the determinant $\det||\rho_{mm'}||$ of the matrix $||\rho_{mm'}||$ which are assumed to exist, and with a vector

$$\underline{v}^T = (v_1 \ldots v_M) \tag{3.3.5}$$

the probability of correct detection of the transmitted symbol h_1, i e the transition probability $p(h_1|h_1)$, can be expressed as follows /8/

$$p(h_1|h_1) = \frac{1}{(2\pi)^{M/2} \sqrt{\det||\rho_{mm'}||}} \int_{-\infty}^{v_1 + \sqrt{2E(1-\rho_{12})/N_0}} dv_1 \int_{-\infty}^{v_1 + \sqrt{2E(1-\rho_{1M})/N_0}} \cdots \int_{-\infty} \exp\left[-\frac{1}{2} \underline{v}^T ||\rho_{mm'}||^{-1} \underline{v}^T\right] dv_2 \ldots dv_M \tag{3.3.6}$$

Analog expressions exist for the transition probabilities $p(h_m|h_m)$, m=2 M The dimensionless quotient $2E/N_0$ is termed signal-to-noise ratio (SNR)

By substituting the transition probabilities $p(h_m|h_m)$ from (3 3 6) and the probabilities π_m from (2 1 10) into (2 1 9), the symbol error probability

$$P_e = 1 - \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M} p(h_m|h_m) \tag{3.3.7}$$

is obtained The expressions (3 3 6) und (3 3 7) show that P_e does not depend on the individual structure of the M signal forms $s_m(t)$ P_e depends only on the signal form energy E, the off diagonal elements $\rho_{mm'}$ of the matrix $||\rho_{mm'}||$ and on the spectral power density $N_0/2$ In most cases a closed solution of the multiple integral in (3 3 6) and the analog integrals for m=2 M does not exist Nevertheless, on the basis of (3 3 6) and (3 3 7) general statements of the achievable communication quality depending on the system being narrow band or wide band are possible

It can be shown that

$$\frac{\partial P_e}{\partial \rho_{mm'}} > 0 \quad \text{for all off diagonal elements } \rho_{mm'} \tag{3 3.8}$$

is valid /8/ As a consequence of (3 3 8), all off diagonal elements $\rho_{mm'}$ should be made as small as possible in order to obtain a small symbol error probability P_e By small off diagonal elements $\rho_{mm'}$ it is meant that their values should be as close as possible to the minimum value minus one, see (3 3 4) In this case the

difference or Euclidean distance between any two vectors $\underline{y}_m$ and $\underline{y}_{m'}$ is maximum However, this endeavor can be of only limited success First, for the average value of all off diagonal elements $\rho_{mm'}$ always

$$\rho_{av} \geq -1/(M-1) \qquad (3.3.9)$$

is valid /8/ Hence, it is excluded that all off diagonal elements $\rho_{mm'}$ equal minus one in the optimum case, the sign of equality is valid in (3 3 9), and all off diagonal elements equal

$$\rho_{mm'} = \rho = -1/(M-1) \qquad (3.3.10)$$

However, this optimum case is only achievable if the condition

$$N \geq M-1 \qquad (3.3.11)$$

is fulfilled, i e if sufficiently many components are provided for each vector $\underline{y}_m$, and if the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$, see (2 4 1), is properly chosen /8/ A set of signal forms for which (3 3 10) holds is called transorthogonal In this lecture the vector dimension N equal to M-1 is termed transorthogonality threshold For a transorthogonal set of signal forms $\{s_1(t) \ldots s_M(t)\}$, (3 3 6) and (3 3 7) yield /8/

$$P_e = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2/2} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\,\mathrm{erf}\left(x/\sqrt{2} + \sqrt{E(1-\rho)/N_0}\right)\right]^{M-1} dx. \qquad (3.3.12)$$

Fig 3 3 1 shows the evaluation of (3 3 12) P_e versus $E(1-\rho)/N_0$ is depicted for various values of M. It can be seen that, for fixed values of E and N_0, P_e decreases monotonously with decreasing ρ Hence, Fig 3 3 1 confirms the general statement (3 3 8) If all off diagonal elements $\rho_{mm'}$ are equal, the set of signal forms is termed a uniform distance set If all off diagonal elements $\rho_{mm'}$ are zero, the set of signal forms is termed orthogonal

For values of N smaller than M-1 only less favorable combinations $\rho_{mm'}$ and thereby larger P_e are possible than in the case given by (3 3 10) and (3 3 12) This degradation depends also on the size and the values of the available set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$, see (2 4 1) The following tendency can be stated The farther N lies below the transorthogonality threshold, the more the off diagonal elements $\rho_{mm'}$ deviate from the ideal values (3 3 10), and P_e more and more exceeds the values given by (3 3 12) On the other side, if N is chosen above the transorthogonality threshold, no possibility exists to obtain more favorable off diagonal elements $\rho_{mm'}$ than those given by (3 3.10)

The foregoing consideration can be summarized as follows An increase in N offers the chance of a larger Euclidean distance between the M vectors $\underline{y}_m$ and thereby a reduction of the symbol error probability P_e as long as N is below the transorthogonality threshold As soon as N crosses this threshold, the situation does not change significantly any more with increasing N Therefore, regarding the off diagonal elements $\rho_{mm'}$, the maximum reasonable value of N is M-1 When N is increased the SNR which is necessary to obtain a certain symbol error probability P_e decreases as long as N is below the transorthogonality threshold M-1 The decrease of the necessary SNR is termed coding gain c_g In the case of a uniform distance set of signal forms $\{s_1(t) \ldots s_M(t)\}$

$$c_g = 1-\rho \qquad (3.3.13)$$

holds, see (3 3 12)

Next, the spectral power density $N_0/2$ is considered If the interference is non power limited, $N_0/2$ does not depend on the bandwidth B, and for a given duration T of the signal forms, $N_0/2$ does not depend on the number N of vector components either Even by an arbitrarily large increase of B and thereby N the symbol error probability P_e cannot be made smaller than the value obtained for N equal M-1 if the interference is non power limited

In the case of power limited interference of power σ^2, the power spectral density $N_0/2$ is inversely proportional to the banwidth B and therefore to N and TB, see (3 1 4) If N is increased more and more starting from small values, the coding gain c_g can be increased as long as N is below the transorthogonality threshold Moreover, an increase of the SNR $2E/N_0$ can be stated on account of the decrease of $N_0/2$ with increasing N This latter gain is unlimited with regard to N and is termed processing gain p_g By increasing the bandwidth B more and more, in the case of power limited interference the symbol error probability P_e can be brought beneath any bound

To summarize, in the case of non power limited interference, bandwidth luxury pays only to a certain limit whilst, in the case of power limited interference, bandwidth luxury can be turned into interference reduction without limitations The advantages of wide band systems consist in the transformation of bandwidth luxury into interference reduction by coding gain c_g which reduces the required SNR $2E/N_0$ and, in the case of power limited interference, by an additional processing gain p_g which reduces $N_0/2$ and thereby increases the actual SNR

The above statement that in the case of non power limited interference an increase of N beyond the transorthogonality threshold does not pay seems to contradict Shannon's channel encoding theorem This theorem says that even in the case of non power limited interference channel capacity increases continuously with increasing B and N This would suggest that a decrease of P_e could be realized even for values of N above the transorthogonality threshold The contradiction can be resolved if one bears in mind an important presupposition of Shannon's theorem /1/ The theorem is valid only if M growths simultaneously with N which is not the case in the considerations made above where M is assumed to be invariable

4 Classes of wide band systems

4 1 Requirements on the set of signal forms

The design of an M-ary radio communication system for given values of M and N consists to a great deal in determining a set of signal forms $\{s_1(t) \ldots s_M(t)\}$ which, in the sense of their off diagonal elements $\rho_{mm'}$, differ as widely as possible from one another Moreover, the set of signal forms $\{s_1(t) \ldots s_M(t)\}$ has to comply with further demands It is important that the signal forms can be easily generated at the transmitter and easily detected at the receiver, with regard to the non-linearity of most power amplifiers, frequently signal forms with constant envelope are desired, in systems which have to operate between fast moving platforms, signal

forms having a low Doppler sensitivity are desired, in systems with the capabilities of multiple access and/or selective addressing, a large variety of signal forms of the same type are needed and hence large families of signal forms with good correlation properties are interesting

For the determination of a set of signal forms, three different approaches are presented in what follows, namely classic algebraic coding, coded modulation and spread spectrum modulation

4.2 Algebraic coding

In the case of algebraic coding, the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$, see (2 4 1), is mostly binary, i e Q equals two and

$$\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\} = \{-1,1\} \qquad (4.2.1)$$

Usually M is relatively large and N is well below the transorthogonality threshold Consequently, the band spreading factor b is relatively small and often it is not justified to consider systems with algebraic coding as wide band systems

From the binary set (4 2 1), M vectors $\underline{\tilde{u}}_m$ are generated by applying certain linear algorithms which guarantee easy generation, i e encoding, and, above all, easy detection, i e decoding /2,7/ Within the frame which is set by the encoding and decoding algorithms, M vectors $\underline{\tilde{u}}_m$ are sought with optimum off diagonal elements $\rho_{mm'}$ In the case of a binary set (4 2 1), instead of the off diagonal elements $\rho_{mm'}$ the Hamming distances of the vectors $\underline{\tilde{u}}_m$ can be considered /2,7/

When decoding the received signal at the receiver, usually each component of the received vector $\underline{\tilde{y}}$ is detected separately, i e hard decision is applied, and from the detected vector components the message is estimated by algebraic methods /7/ As compared with optimum detection, i e soft decision and detection by correlation, this approach is only suboptimum However, on account of the large M optimum detection would require a prohibitively large expense of circuitry Algebraic coding provides also means against specific kinds of interference which cause burst errors and erasures /7/ An example of an algebraic code is the (31,6)-BCH-code /7/ In this example, N equals 31 and M equals 2^6 Consequently, the band spreading factor b is 31/6

4.3 Coded modulation

In contrast to the situation typical for algebraic coding, now a set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ of larger size Q is assumed As an example, Q may equal 8, and

$$\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_\nu \ldots \underline{u}_8\} = \{1 \ldots e^{j(\nu-1)\pi/4} \ldots e^{j7\pi/4}\} \; . \qquad (4\ 3.1)$$

This is the case of 8-phase-PSK For given values of M and N, the task to design the vectors $\underline{\tilde{u}}_m$ consists in selecting the vector components $\underline{u}_{mn}$ from the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ in such a way that again the off diagonal elements $\rho_{mm'}$ become as small as possible In principle, this task could be solved by generating a large variety of sets of vectors $\underline{\tilde{u}}_m$, m=1 M, from the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ by Monte Carlo methods, and by selecting the optimum set of vectors from this variety However, this way of generating the set of vectors $\underline{\tilde{u}}_m$ would be non systematic and would have the disadvantage that all vectors $\underline{\tilde{u}}_m$, m=1 M, had to be stored in a memory at the transmitter, and that a total of M correlators would be necessary for message detection at the receiver A more favorable approach consists in constructing M sequences of length N from the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ by certain algorithms which guarantee acceptably small off diagonal elements $\rho_{mm'}$ By this approach which is termed coded modulation, signal generation at the transmitter and message detection at the receiver can be considerably simplified thanks to the systematic proceeding Examples of this approach can be found in /3/

Similar to systems with algebraic coding, systems with coded modulation have a relatively large M On the other side, N is relatively small Hence, also the band spreading factor b is relatively small, and therefore systems with coded modulation are mostly applied against non power limited interference Because the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ is larger than in the case of algebraic coding, channel capacity becomes also larger /1/ Therefore, for given values of M and N, coded modulation offers usually a smaller symbol error probability P_e than algebraic coding

4.4 Spread spectrum modulation

If, in contrast to the situation with algebraic coding and coded modulation, N is chosen far above the transorthogonality threshold M-1, the band spreading factor b is much larger than unity Systems applying such an extreme bandwidth luxury are termed spread spectrum systems /9,10/ In properly designed spread spectrum systems the off diagonal elements $\rho_{mm'}$ are close to the optimum value given by (3 3 10) Hence, optimum coding gain c_g can be achieved which is advantageous with regard to both power limited and non power limited interference In addition to the coding gain c_g, a processing gain p_g is obtained which is effective only against power limited interference and which is usually much larger than the coding gain c_g Therefore, spread spectrum systems are especially suited to combat power limited interference An approximate expression for the processing gain is the ratio of the actual bandwidth and the bandwidth required for transorthogonal transmission With (3 3 11) this ratio becomes

$$p_g = N/(M-1) \; . \qquad (4\ 4.1)$$

In practical systems, processing gains up to tens of dB are realized /9/

In spread spectrum systems the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ is often binary, but sets with a somewhat larger size are also usual The vector components $\underline{u}_{mn}$ are obtained by taking samples from the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ in a pseudo random manner The pseudo randomness is often achieved by special algorithms implemented into feed back shift registers which have the advantage that the vectors $\underline{\tilde{u}}_m$ can be generated at low expense Another approach is the computer aided synthesis of the vectors which then are stored in digital memories

Standard examples of spread spectrum modulation are 0/180° pseudo random PSK (0/180°-PN-PSK) and pseudo random MSK (PN-MSK) In the case of 0/180°-PN-PSK, the set $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ is binary as in the example (4 2 1) In the case of PN-MSK, the values $\{\underline{u}_1 \ldots \underline{u}_Q\}$ are complex valued and uniformly distributed on the unit circle, and only specific sequences of such values are allowed Figs 4 4 1 and 4 4 2 show a signal form $s_m(t)$ and its vector components $\underline{u}_{mn}$ for the cases 0/180°-PN-PSK and PN-MSK, respectively The signal forms $s_m(t)$ in Figs 4 4 1a and 4 4 2a are non-bandlimited However, the corresponding bandlimited signal forms will be only

slightly different The vector components $\underline{u}_{mn}$ in Figs. 4 4 1b and 4 4 2b are equidistant samples of the equivalent low pass signal forms $\underline{u}_m(t)$ according to (2 3 6) With the chip frequency f_c, in the case of PN-PSK the bandwidth $B=f_c$ and in the case of PN-MSK the bandwidth $B=0\ 62 f_c$ is assumed. Another example of spread spectrum modulation is pseudo random frequency hopping (PN-FH) In this case the signal forms $s_m(t)$, $m=1\ M$, are sinusoidal with a frequency which varies according to PN patterns within the signal forms (fast frequency hopping) or from signal form to signal form (slow frequency hopping) A large transmission bandwidth B can be obtained by hopping relatively slowly over a large frequency range.

In spread spectrum receivers message detection is performed by correlation, see also Fig 3 2 1. On account of the relatively small M, a moderate number of correlators is sufficient However, because N is relatively large, the expense of the individual correlator is large

5. Propagation effects

5.1 Linear two port model of the radio communication channel

In the equivalent low pass frequency range, a radio communication channel can be described by its impulse response $\underline{h}(\tau)$ and its transfer function $\underline{H}(f)$, see e g /6/ With the carrier frequency f_0 and with $\underline{h}(\tau)$, the impulse response in the bandpass frequency range becomes

$$g(\tau) = 2\mathrm{Re}[\underline{h}(\tau)e^{j2\pi f_0\tau}]. \qquad (5.1.1)$$

The corresponding expression for the transfer function in the bandpass frequency range is

$$\tilde{G}(f) = \underline{H}(f-f_0) + \underline{H}^*(-f-f_0). \qquad (5.1.2)$$

In the following sections always the low pass equivalents $\underline{h}(\tau)$ and $\underline{H}(f)$ are used

5.2 Ideal radio communication channel

Ideally the transmitted signal reaches the receiver antenna on a single time invariant and distortionless path In this case the impulse response of the radio communication channel is

$$\underline{h}(\tau) = \underline{\beta}\ \delta(\tau - \tau_0) \text{ with } \underline{\beta} = \text{const.}, \ \tau_0 = \text{const.} \qquad (5\ 2.1)$$

τ_0 is the basic signal delay from the transmitter antenna to the receiver antenna $\underline{\beta}$ is a complex amplitude coefficient which is characteristic for the channel The argument $\arg(\underline{\beta})$ indicates the rotation of the carrier phase The absolute value β is a measure of the alteration of the signal amplitude In what follows

$$\tau_0 = 0 \qquad (5.2.2)$$

is assumed This assumption does not restrict the generality of the considerations Inserting (5 2 2) into (5 2 1) yields

$$\underline{h}(\tau) = \underline{\beta}\ \delta(\tau). \qquad (5\ 2.3)$$

The transfer function belonging to this impulse response $\underline{h}(\tau)$ is

$$\underline{H}(f) = \underline{\beta} = \text{const.} \qquad (5.2\ 4)$$

5.3 Real radio communication channel

The real radio communication channel may considerably differ from the ideal one As a frequently occurring difference, instead of a single path from the transmitter antenna to the receiver antenna, there exist K paths which have different attenuations, carrier phase rotations and delays /11/ This situation which is caused e g by reflecting objects in the propagation path is termed multipath reception The integer K can be much larger than one

In the most simple case of multipath reception, all K paths are time invariant However, this case usually does not correspond to reality where the channel properties fluctuate with time In what follows, first time invariant and then time variant multipath reception are considered Further information can be found in /11,12/

In the case of time invariant multipath reception, to each of the K signal paths a complex amplitude coefficient $\underline{\beta}_k$, $k=1\ .K$, and a delay τ_k, $k=1\ K$, are attributed With these quantities the impulse response

$$\underline{h}(\tau) = \sum_{k=1}^{K} \underline{\beta}_k\ \delta(\tau - \tau_k) \qquad (5.3.1)$$

and the transfer function

$$\underline{H}(f) = \sum_{k=1}^{K} \underline{\beta}_k\ e^{-j2\pi f\tau_k} \qquad (5.3.2)$$

are obtained In the expressions (5 3 1) and (5 3 2), again the basic delay τ_0 has been set equal to zero Therefore, the delays τ_k, $k=1\ K$, are the deviations of the actual delays from the basic delay τ_0

If the K paths are numbered in such a way that the delays τ_k increase monotonously with k, the maximum delay difference between two paths is

$$\tau_M = \tau_K - \tau_1 \qquad (5\ 3.3)$$

τ_M is termed multipath spread of the radio communication channel

As an example, in Fig 5 3 1 the impulse response $\underline{h}(\tau)$ of a radio communication channel with seven paths and with

$$\underline{\beta}_k = 1,\ k = 1\ldots7, \qquad (5\ 3\ 4) \qquad \tau_k/\mu s = 2(k-1),\ k = 1\ldots7 \qquad (5.3.5)$$

is shown With (5 3 5), expression (5 3 3) yields

$$\tau_M = 12\ \mu s. \qquad (5.3.6)$$

Fig 5 3 2 shows for this example the real part and the imaginary part of the transfer function $\underline{H}(f)$ in the range $|f| \leq 1$MHz It can be seen that $\underline{H}(f)$ fluctuates considerably with frequency and that the fine structure of $\underline{H}(f)$ approximately corresponds with the reciprocal value

$$1/T_M = 0.083 \text{ MHz} \tag{5.3.7}$$

of the multipath spread T_M.

The frequency selective fluctuations of the transfer function $\underline{H}(f)$ caused by multipath reception give rise to amplitude and phase distortions of the transmitted signals if the signal bandwidth B exceeds a certain limit Such distortions have to be taken into account if the signal bandwidth B comes into the order of the reciprocal multipath spread $1/T_M$ On the other side, if the signal bandwidth B is far below $1/T_M$, (5 3 2) yields a transfer function $\underline{H}(f)$ which can be considered practically not frequency dependent for this signal in this case the channel is termed frequency non-selective

The multipath reception is time variant if the properties of the communication medium and the positions and aspect angles of the reflecting objects relative to the transmitter and receiver vary with time This situation can be modelled by assuming the complex amplitude coefficients $\underline{g}_k$ in (5 3 1) to be time dependent, i e

$$\underline{g}_k = \underline{g}_k(t) \ , \ k = 1 \ldots K. \tag{5.3.8}$$

By this dependence on time also the effect of time variant delays τ_k can be covered as long as the delay variations are small in comparison to the reciprocal signal bandwidth 1/B which is assumed in what follows Hence, the τ_k can be set constant as in the case of non time variant multipath propagation. On account of (5 3 8), the impulse response and the transfer function become time dependent, and the designations $\underline{h}(\tau,t)$ and $\underline{H}(f,t)$ are introduced Also these time variant quantities are related with one another by Fourier transformation

$$\underline{H}(f;t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}(\tau;t) e^{-j2\pi f\tau} \, d\tau, \quad (5.3.9) \qquad \underline{h}(\tau;t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{H}(f,t) e^{j2\pi f\tau} \, df. \quad (5.3.10)$$

As a simple example, a sinusoidal signal with constant frequency f_0+f', $f' \ll f_0$, and amplitude A is fed into the radio communication channel which is time variant according to (5 3 9) and (5 3 10) This signal has the complex envelope

$$\underline{u}(t) = A e^{j2\pi f' t} \tag{5.3.11}$$

and the Fourier transform

$$\underline{U}(f) = A\delta(f - f') \ . \tag{5.3.12}$$

The low pass equivalent of the signal received at the channel output takes the form

$$\underline{v}(t) = A\underline{H}(f';t) e^{j2\pi f' t} \tag{5.3.13}$$

in the time domain and

$$\underline{V}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} A\underline{H}(f';t) e^{j2\pi f' t} e^{-j2\pi f t} \, dt \tag{5.3 14}$$

in the frequency domain The expressions (5 3 13) and (5 3 14) show that in the case of time variant multipath reception a transmitted unmodulated carrier signal generally causes a received signal with amplitude and phase modulation If the transmitted signal is a modulated bandpass signal with complex envelope $\underline{u}(t)$ and frequency domain low pass equivalent $\underline{U}(f)$, the complex envelope of the received signal becomes

$$\underline{v}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}(\tau;t)\underline{u}(t - \tau) \, d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{H}(f;t)\underline{U}(f) e^{j2\pi f t} \, df. \tag{5 3.15}$$

The corresponding low pass equivalent of the Fourier transform of the received signal $\underline{v}(t)$ is -

$$\underline{V}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{v}(t) e^{-j2\pi f t} \, dt = \int_{t=-\infty}^{\infty} \int_{\lambda=-\infty}^{\infty} \underline{H}(\lambda,t)\underline{U}(\lambda) e^{j2\pi t(\lambda - f)} \, d\lambda \, dt. \tag{5.3.16}$$

If the functions of time $\underline{g}_k(t)$, see (5 3 8), and the delays τ_k are known, the received signal can be calculated for any transmitted signal in a deterministic way In practice, usually the functions $\underline{g}_k(t)$ are not known However, if not too large time intervals are considered, the $\underline{g}_k(t)$ can be regarded as stationary stochastic quantities with known statistic parameters This point of view will be adopted in what follows

To each of the quantities $\underline{g}_k(t)$ a complex time covariance

$$\rho_T(k,\Delta t) = \frac{1}{2} E\left\{\underline{g}_k(t)\underline{g}_k^*(t + \Delta t)\right\}, \ k = 1 .. K \tag{5.3.17}$$

can be attributed The real value $\rho_T(k,0)$ is a measure of the average intensity of the signal propagating along path number k The absolute value $\rho_T(k,\Delta t)$ of $\rho_T(k,\Delta t)$ tends to decrease with increasing $|\Delta t|$ The more rapidly $\underline{g}_k(t)$ fluctuates with t, the faster is this decline of $\rho_T(k,\Delta t)$ with increasing $|\Delta t|$ Hence, the width of $\rho_T(k,\Delta t)$ with respect to Δt is a measure of the fluctuation rate of the channel properties

A further quantity to characterize stochastic multipath reception is the complex frequency crosscovariance

$$\rho_F(f_1;f_2;\Delta t) = \frac{E\left\{\underline{H}(f_1;t) \ \underline{H}^*(f_2;t+\Delta t)\right\}}{E\left\{|\underline{H}(f_1,t)|\right\} \ E\left\{|\underline{H}(f_2,t+\Delta t)|\right\}} \ . \tag{5 3.18}$$

In what follows the attenuations and phase shifts of the path $m \in \{1 \ldots K\}$ and the path $n \in \{1 \ldots K\}$, $n \neq m$, are assumed to be uncorrelated This is the case of uncorrelated scattering In this case, with the time dependent complex amplitude coefficients $\underline{g}_k(t)$, see (5 3 8),

$$E\left\{ \underline{H}(f_1;t)\ \underline{H}^*(f_2;t+\Delta t)\right\} = E\left\{ \sum_{n=1}^{K} \underline{g}_n(t)e^{-j2\pi f_1\tau_n} \cdot \sum_{n=1}^{K} \underline{g}_n^*(t+\Delta t)e^{j2\pi f_2\tau_n} \right\} =$$

$$E\left\{ \sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k(t)\underline{g}_k^*(t+\Delta t)e^{-j2\pi(f_1-f_2)\tau_k} \right\} = \sum_{k=1}^{K} \varrho_T(k;\Delta t)\cdot e^{-j2\pi(f_1-f_2)\tau_k} \qquad (5.3.19)$$

holds The expression (5 3 19) shows that, in the case of uncorrelated scattering, $\varrho_P(f_1,f_2,\Delta t)$ according to (5 3 18) does not depend on the frequencies f_1 and f_2 themselves but only on their difference

$$\Delta f = f_1 - f_2 \ . \qquad (5.3.20)$$

By substituting (5 3 19) and (5 3 20),

$$\varrho_P(\Delta f;\Delta t) = \frac{\sum_{k=1}^{K} \varrho_T(k;\Delta t)e^{-j2\pi\Delta f\tau_k}}{\sum_{k=1}^{K} \varrho_T(k;0)} \qquad (5.3.21)$$

is obtained from (5 3.18) For vanishing Δf and Δt the value of $\varrho_P(\Delta f,\Delta t)$ is one This value is also the maximum absolute value $\rho_P(\Delta f,\Delta t)$ of $\varrho_P(\Delta f,\Delta t)$ If Δt is kept equal to zero and $|\Delta f|$ is increased, $\rho_P(\Delta f,0)$ first decreases, with a subsequent transition into more or less irregular fluctuations Usually an explicit main lobe of $\rho_P(\Delta f,0)$ with respect to Δf can be stated (5 3 21) shows that the complex frequency crosscovariance $\varrho_P(\Delta f,\Delta t)$ and the complex time covariance $\varrho_T(k,\Delta t)$, except for a normalization, are related by Fourier transformation With regard to $\tau=\tau_1 \ \tau_K$ which is represented by k in $\varrho_T(k,\Delta t)$, the functions $\varrho_T(k,\Delta t)$ cover a time interval of duration T_M, see (5 3 3) Therefore, the main lobe width of the frequency crosscovariance $\varrho_P(\Delta f\ 0)$ with respect to Δf is in the order of $1/T_M$ If T_M is small, the fluctuations of $\underline{H}(f,t)$ as a function of f are less frequent than in the case of larger T_M

For a given Δf, the absolute value $\rho_P(\Delta f,\Delta t)$ decreases with increasing $|\Delta t|$ and tends towards zero The faster the radio communication channel fluctuates, the faster this decline The reciprocal value of the width of $\rho_P(0,\Delta t)$ with respect to Δt is an approximation of the Doppler spread B_D /11/ which quantifies the spectral widening of a sine signal by the time variant multipath channel The width of $\rho_P(0,\Delta t)$ with respect to Δt is approximately the time which elapses until the properties of the radio communication channel have completely altered The product

$$L = T_M B_D \qquad (5.3.22)$$

of the multipath spread T_M and the Doppler spread B_D is termed spread factor /11/ It is desirable that the spread factor L is small

A plausible assumption for the probability density functions of the complex amplitude coefficients $\underline{g}_k(t)$ is that their real and imaginary parts are statistically independent Gaussian variables with zero mean value and with the variances σ_k^2, k=1 K The following considerations are based on this assumption With

$$\underline{g}_k(t) = g_{kr} + jg_{ki},\ k = 1\ldots K, \qquad (5.3.23)$$

for the joint probability density functions of the real and imaginary parts

$$p(g_{kr};g_{ki}) = \frac{1}{2\pi\sigma_k^2} \exp\left[-(g_{kr}^2 + g_{ki}^2)/(2\sigma_k^2)\right] ,\ k = 1\ldots K \qquad (5.3.24)$$

is obtained Concerning the fluctuations of the coefficients $\underline{g}_k(t)$ with time, a process with the two sided spectral power density

$$S_k(f) = N_k \operatorname{rect}(\frac{f}{B_0}) \ ,\ k = 1\ldots K \qquad (5\ 3\ 25)$$

is presupposed In this expression N_k is a constant which is typical for each k B_0 is assumed equal for all k Then

$$\sigma_k^2 = B_0 N_k \ ,\ k = 1\ldots K \qquad (5.3.26)$$

holds Inserting (5 3 25) into (5 3 17) yields

$$\varrho_T(k,\Delta t) = \sigma_k^2 \ \frac{\sin(\pi B_0\Delta t)}{\pi B_0\Delta t} \ . \qquad (5\ 3\ 27)$$

By substituting $\varrho_T(k,\Delta t)$ according to (5 3 27) into (5 3 21) one obtains

$$\varrho_P(\Delta f;\Delta t) = \frac{\sin(\pi B_0\Delta t)}{\pi B_0\Delta t} \ \frac{\sum_{k=1}^{K} \sigma_k^2 e^{-j2\pi\Delta f\tau_k}}{\sum_{k=1}^{K} \sigma_k^2} \qquad (5\ 3\ 28)$$

In what follows, as an example a communication channel with K=7, B_0=0 6 khz and with the further data shown in Table 5 3 1 is considered

k	1	2	3	4	5	6	7
σ_k^2	1	2	3	4	3	2	1
$\tau_k/\mu s$	0	2	3	5	7	11	12

Table 5 3 1 Data of an exemplary radio communication channel

For this channel Fig 5 3 3 shows the real and imaginary parts of $\varrho_P(\Delta f,0)$ versus Δf It can be recognized that the main lobe width of $\varrho_P(\Delta f,0)$ with respect to Δf has the order of the reciprocal multipath spread

$1/T_M = 0.083$ MHz Fig 5.3.4 shows for the same channel $\varrho_P(0,\Delta t)$ as a function of Δt Purely real values are obtained It can be stated that the reciprocal value of the width of $\varrho_P(0,\Delta t)$ with respect to Δt is on the order of $B_D = 0.5$ kHz Hence, the bandwidth B_D in (5.3.26) approximately corresponds to the Doppler spread B_D

5.4 Impact of multipath propagation on communication and advantages of wide band systems

Based on (5.3.1) and (5.3.8) the equivalent low pass model shown in Fig 5.4.1 can be established for the multipath radio communication channel This model consists of a delay line with K taps, of K multipliers and of a summing device. The distance of the K taps from the input of the delay line corresponds to the propagation delays τ_k, $k=1 \ldots K$ The multipliers multiply the tap signals with the complex amplitude coefficients $\underline{g}_k(t)$. The summing device adds together all K products The model shown in Fig 5.4.1 is a time variant transversal filter The impact of multipath propagation on the transmitted signal forms $\underline{u}_m(t)$ is equivalent to transmitting the signal forms $\underline{u}_m(t)$ over this filter By the filter, the transmitted signal form $\underline{u}_m(t)$ is transformed into the signal form

$$\underline{v}_m(t) = \sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k(t)\underline{u}_m(t-\tau_k) \qquad (5.4.1)$$

which is available at the receiver input

In section 5.3 the Doppler spread B_D of the radio communication channel has been introduced The larger the Doppler spread B_D, the more rapid the fluctuations of the parameters of the transversal filter If the duration T and the bandwidth B of the used signal form set $\{s_1(t) \ldots s_M(t)\}$ fulfill the conditions

$$T \ll 1/B_D \qquad (5.4.2) \qquad \text{and} \qquad B \gg B_D, \qquad (5.4.3)$$

the time varying parameters of the filter can be considered constant during the transmission period T of each signal form $s_m(t)$ Therefore, the time variance becomes manifest only in a change of the filter parameters from signal form to signal form The time variance is caused by movements of the transmitter, of the receiver, of reflecting objects, of atmosphere layers etc. Those processes are relatively slow, and a reasonable maximum value of B_D would be some kHz. On the other side, in modern communication systems frequently T is considerably below 1 ms and B is considerably larger than 1 kHz Therefore, the conditions (5.4.2) and (5.4.3) are assumed to be fulfilled in what follows If these conditions are not fulfilled, the transmitted signal forms are altered by the channel to such an extent that successfull detection at the receiver is scarcely possible

Besides the Doppler spread B_D, another important global parameter of the multipath channel is the multipath spread T_M, see (5.3.3) With regard to the channel, a set of signal forms $\{s_1(t) \ldots s_m(t)\}$ with bandwidth B can be classified as narrow band or wide band according to the following criterion

$$B \ll 1/T_M \longrightarrow \text{narrow band} \quad (a), \qquad B \gg 1/T_M \longrightarrow \text{wide band} \quad (b). \qquad (5.4.4)$$

Sets of signal forms which fulfill none of the conditions (5.4.4) are medium band sets In what follows, the explicit narrow band and wide band cases are considered In this consideration it is assumed that the complex amplitude coefficients $\underline{g}_k(t)$ have equal variance, i.e

$$\sigma_k = \sigma_o, \; k = 1 \ldots K. \qquad (5.4.5)$$

The interference is assumed to have constant two sided spectral power density $N_o/2$ within the bandpass range F of the set of signal forms $\{s_1(t) \ldots s_M(t)\}$ and to be Gaussian, see (3.1.3) and (3.1.4)

In the narrow band case, see (5.4.4a), all K tap signals in the filter shown in Fig 5.4.1 are practically equal and cannot be individually identified at the filter output Hence, the approximation

$$\underline{u}_m(t - \tau_k) = \underline{u}_m(t) \qquad (5.4.6)$$

is adequate. Substituting (5.4.6) into (5.4.1) yields

$$\underline{v}_m(t) = \sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k \, \underline{u}_m(t). \qquad (5.4.7)$$

If, in the sense of optimum detection, $\underline{v}_m(t)$ is correlated with $\underline{u}_m(t)$ at the receiver, a correlation signal having power

$$\left| \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k \, \underline{u}_m(t) \, \underline{u}_m^*(t) \, dt \right|^2 = 4 E_m^2 \left| \sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k \right|^2 \qquad (5.4.8)$$

is obtained, with E_m the energy of the signal form $s_m(t)$, see (2.3.9) The power of the interference at the correlator output is

$$N_o \int_{-T/2}^{T/2} \underline{u}_m(t) \, \underline{u}_m^*(t) \, dt = 2E_m N_o. \qquad (5.4.9)$$

From (5.4.8) and (5.4.9) follows the SNR

$$\gamma = 4E_m^2 \left| \sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k \right|^2 / (2E_m N_o) = \frac{2E_m}{N_o} \left| \sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k \right|^2 \qquad (5.4.10)$$

at the correlator output if the signal form $s_m(t)$ is transmitted The sum in (5.4.10) consists of K random variables $\underline{g}_k$ Therefore, γ is also a random variable In the case considered here, i.e zero mean Gaussian $\underline{g}_k$ with variance σ_o^2, the expectation and variance of γ can be calculated in closed form /13/

$$E(\gamma) = \gamma_o = \frac{2E_m}{N_o} \cdot 2K\sigma_o^2, \qquad (5.4.11) \qquad \text{and} \qquad Var(\gamma) = \left(\frac{2E_m}{N_o}\right)^2 \cdot 4K^2\sigma_o^4. \qquad (5.4.12)$$

In the wide band case, see (6 4 4b), the simplification (6 4 6) is no longer allowed Therefore, the signal form at the receiver input is

$$\underline{r}_m(t) = \sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k \, \underline{u}_m(t - \tau_k) \qquad (5.4.13)$$

If the signal form $\underline{u}_m(t)$ is transmitted In the wide band case exists the possibility to identify the individual tap signals at the filter output by properly designed receivers, and to exploit this knowledge to combat degradation due to multipath reception As a basis for such an identification, the actual channel impulse response $\underline{h}(\tau)$ can be estimated by sounding signals /14/ If the actual channel impulse response $\underline{h}(\tau)$ is known at the receiver, the receiver input signal $\underline{y}_m(t)$, in the sense of optimum detection, can be correlated with the exact reference. In practice, such a receiver may consist of a bank of matched filters for the signal forms $\underline{u}_m(t)$, m=1 M The output signal of the m-th matched filter has peaks proportional to $\underline{g}_1 \; \underline{g}_K$ at the time instants $\tau_1 \; \tau_K$ if the signal $\underline{y}_m(t)$ according to (6 4 13) is received We get an optimum detector for a multipath radio communication channel by sampling the output signal forms of the M matched filters at the time instants $\tau_1 \; \tau_K$, by multiplying these samples with $\underline{g}_1^* \; \underline{g}_K^*$, and by calculating the sum of those weighted samples to obtain the total correlation signal Such a receiver has been termed a RAKE receiver /16/

As a presupposition for the correlation, the wide band signal forms $\underline{u}_m(t)$, m=1 M, are assumed to have a narrow autocorrelation function without sidelobes, i e

$$\int_{T_{int}} \underline{u}_m(t)\underline{u}_m^*(t + \Delta t)dt = \begin{cases} 2E_m & \text{for } \Delta t = 0, \\ 0 & \text{else,} \end{cases} \qquad (5.4.14)$$

where E_m is again the energy of the signal form $s_m(t)$ Then, the total correlation signal has the power

$$\left[\int_{T_{int}} \left[\sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k \, \underline{u}_m(t - \tau_k)\right]\left[\sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k^* \, \underline{u}_m^*(t - \tau_k)\right]dt\right]^2 =$$

$$\left[\sum_{k=1}^{K} g_k^2 \int_{-T/2}^{T/2} \underline{u}_m(t) \, \underline{u}_m^*(t)dt\right]^2 = 4 E_m^2 \left[\sum_{k=1}^{K} g_k^2\right]^2 . \qquad (5.4.15)$$

The power of the interference is

$$N_o \int_{T_{int}} \left[\left[\sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k \, \underline{u}_m(t - \tau_k)\right] \left[\sum_{k=1}^{K} \underline{g}_k^* \, \underline{u}_m^*(t - \tau_k)\right]\right] dt = 2E_m N_o \sum_{k=1}^{K} g_k^2. \qquad (5\ 4.16)$$

From (6 4 16) and (6 4 16) the SNR

$$\gamma = \frac{4E_m^2 \left[\sum_{k=1}^{K} g_k^2\right]^2}{2E_m N_o \sum_{k=1}^{K} g_k^2} = \frac{2E_m}{N_o} \sum_{k=1}^{K} g_k^2. \qquad (5.4.17)$$

is obtained Also in the wide band case, γ is a random variable The sum expression in (6 4 17) consists of Rayleigh distributed quantities of equal expectation and variance Also in this case, the expectation and variance of γ can be calculated /13/

$$E(\gamma) = \gamma_o = \frac{2E_m}{N_o} 2K\sigma_o^2, \qquad (5.4\ 18) \qquad Var(\gamma) = \left(\frac{2E_m}{N_o}\right)^2 4K\sigma_o^4 \qquad (5.4\ 19)$$

A comparison of the expressions (6 4 11) and (6 4 18) shows that the average SNRs γ_o are equal in the narrow band and wide band case A comparison of the expressions (5 4 12) and (5 4 19) shows that the variance Var(γ) of the SNR in the wide band case is smaller than in the narrow band case by a factor of K

It is well known that the symbol error probability P_e for a fixed average SNR γ_o is all the smaller, the smaller the fluctuations of γ around γ_o A manifestation of this fact is the increase of jamming efficiency by pulse jamming instead of CW jamming /9/ Consequently, for equal average SNR γ_o, the symbol error probability in the wide band case, on account of smaller variance Var(γ), is smaller than in the narrow band case This will be illustrated by an example

The case M equal 2 and

$$s_1(t) = -s_2(t) \qquad (5\ 4.20)$$

is considered In this case, with

$$E_m = E, \; m = 1,2, \qquad (5\ 4.21)$$

the following expressions are obtained for the symbol error probabilities /6/

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_o/2}) \qquad \text{(ideal channel, narrow band or wide band system)} \qquad (5\ 4.22)$$

$$P_e = \frac{1}{2}\left(1-\sqrt{\gamma_0/(2+\gamma_0)}\right) \qquad \text{(multipath channel, narrow band system)} \tag{5.4.23}$$

$$P_e = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^K \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k \qquad \text{(multipath channel, wide band system)} \tag{5.4.24}$$

with

$$\mu = \sqrt{\gamma_0/(2K+\gamma_0)}\ . \tag{5.4.25}$$

In Fig 5.4.2 P_e versus γ_0 is depicted for the three cases (5.4.22), (5.4.23) and (5.4.24). It can be stated that the symbol error probability P_e is minimum for the ideal channel independently of the system being narrow band or wide band. For the multipath channel, the wide band system, due to its lower symbol error probability P_e, has a clear advantage over the narrow band system.

References

/1/ D. Slepian (ed.), Key Papers in the Development of Information Theory. IEEE Press, New York, 1973

/2/ A.J. Viterbi, J.K. Omura, Principles of Digital Communication and Coding. McGraw-Hill, Tokyo, 1985

/3/ G. Ungerboeck, Channel Coding with Multilevel/Phase Signals. IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-28, no. 1, 1982, 55-67

/4/ R.G. Gallager, Information Theory and Reliable Communication. John Wiley and Sons, New York, 1968

/5/ A.D. Whalen, Detection of Signals in Noise. Academic Press, Orlando, 1971

/6/ J.G. Proakis, Digital Communications. McGraw-Hill, New York, 1983

/7/ R.W. Lucky, J. Salz, E.J. Weldon, Principles of Data Communication. McGraw-Hill, New York, 1968

/8/ A.J. Viterbi, Principles of Coherent Communication. McGraw-Hill, New York, 1966

/9/ M.K. Simon et al., Spread Spectrum Communications, vol. I-III. Computer Science Press, Rockville, 1985

/10/ P.W. Baier, M. Pandit, Spread Spectrum Communication Systems. Advances in Electronics and Electron Physics 53, Academic Press, New York, 209-267, 1980

/11/ S. Stein, Fading Channel Issues in System Engineering. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. SAC-5, no. 2, 1987, 68-89

/12/ T. Kailath, Channel Characterization: Time Variant Dispersive Channels. Lectures on Communication System Theory, McGraw-Hill, New York, 95-123, 1961

/13/ A. Papoulis, Probability, Random Variables and Stochastic Processes. McGraw-Hill, Auckland, 1965

/14/ G.L. Turin, Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio. Proc. of the IEEE, vol. 68, no. 3, 1980, 328-353

/15/ R. Price, P.E. Green, A Communication Technique for Multipath Channels. Proc. of the IRE, vol. 46, 1958, 555-570

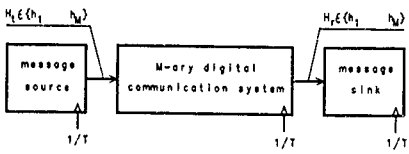


Fig. 2.1.1. Basic structure of the M-ary communication system

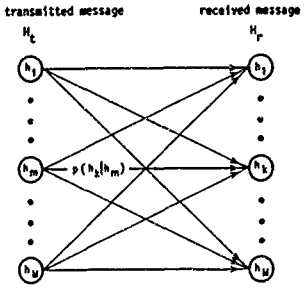


Fig. 2.1.2. Transition diagram of the M-ary communication system

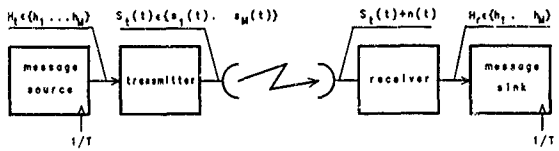


Fig. 2.2.1. Physical structure of the M-ary radio communication system

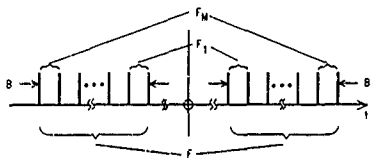


Fig. 2.2.2. Constellation of the bandpass ranges F_m which form the total bandpass range F

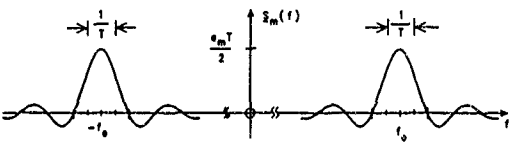


Fig. 2.2.3. Fourier transform of a narrow band signal form $s_m(t)$ of duration T and carrier frequency f_0

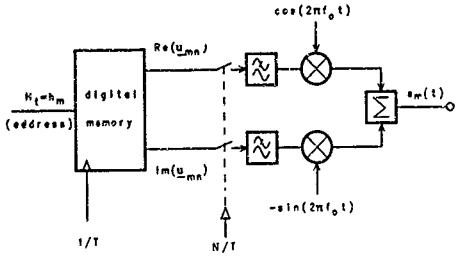


Fig. 2.4.1. Basic digital transmitter

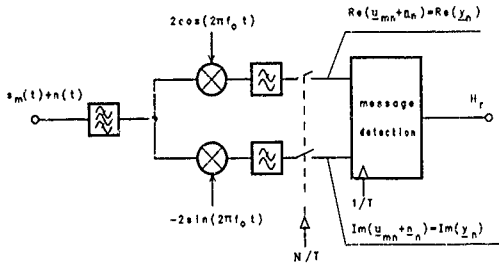


Fig 2.4 2. Basic digital receiver

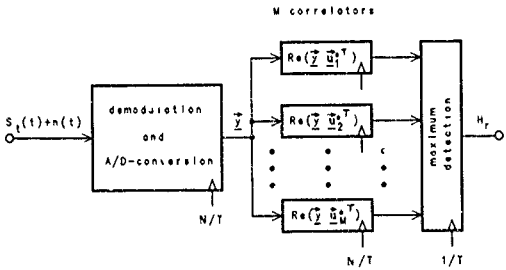


Fig. 3.2.1. Correlation detector

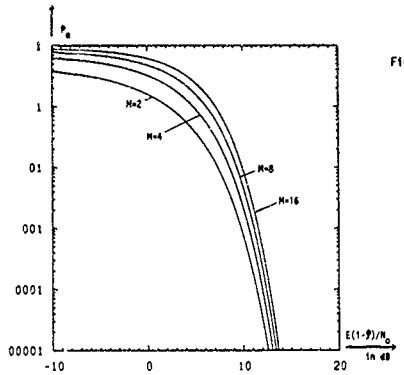


Fig. 3.3.1. Symbol error probability P_e versus $E(1-\bar{\rho})/N_o$ for M=2,4,8,16

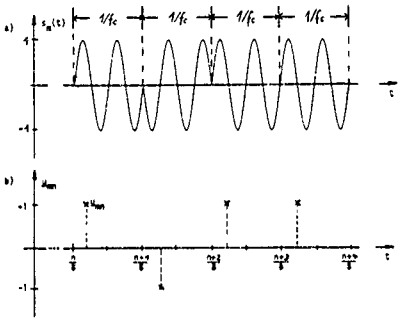


Fig. 4.4.1. 0/180°-PN-PSK
a) bandpass signal form $s_m(t)$
b) samples u_{mn}

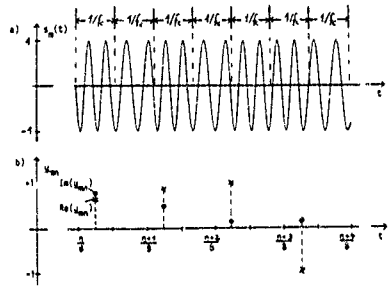


Fig. 4.4.2. PN-MSK
a) bandpass signal form $s_m(t)$
b) samples u_{mn}

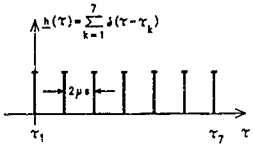


Fig. 5.3.1. Impulse response $\underline{h}(\tau)$ of a radio communication channel

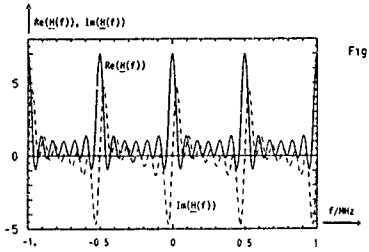


Fig. 5.3.2. Real and imaginary parts of the transfer function $\underline{H}(f)$ of the channel with $\underline{h}(\tau)$ according to Fig. 5.3.1

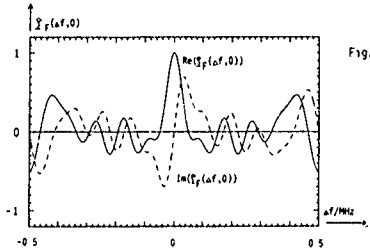


Fig. 5.3 3. Real and imaginary parts of $\underline{\rho}_F(\Delta f,0)$ versus Δf

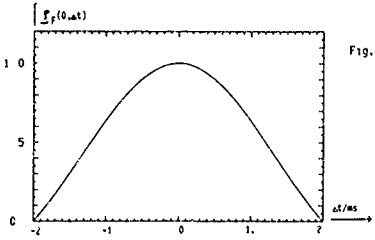


Fig. 5.3.4. $\underline{\rho}_F(0,\Delta t)$ as a function of Δt

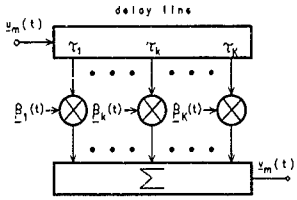


Fig. 5.4 1 Low pass model of the multipath radio communication channel

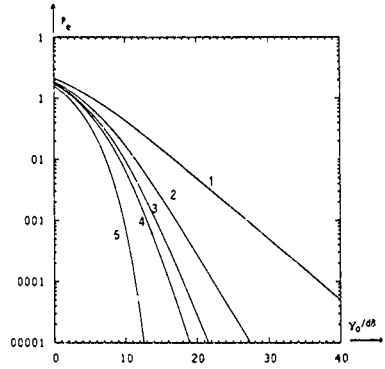


Fig 5 4 2 Symbol error probability versus γ_0

curve 1 multipath channel, narrow band system
curve 2,3,4 multipath channel, wide band system, k=2,3,4 paths
curve 5 ideal channel, narrow band or wide band system

CARACTERISTIQUES DES CANAUX UTILISES POUR LES TRANSMISSIONS A GRANDES BANDES SPECTRALES
Partie 1 : MODELISATION DES CANAUX

CHARACTERIZATION OF CHANNELS USED FOR WIDEBAND TRANSMISSIONS
Part I : CHANNELS MODELING

C. GOUTELARD
Laboratoire d'Etude des Transmissions Ionosphériques
Université Paris-Sud

RESUME

On examine dans cette première partie les canaux de transmission de l'environnement terrestre que l'on caractérise par une modélisation.

Après avoir rappelé les phénomènes directeurs de la propagation, la modélisation mathématique générale est décrite

I. - GENERALITES -

La propagation dans l'environnement terrestre se fait à travers un milieu naturel sur lequel l'homme n'a pas ou a très peu d'influence Il doit l'accepter comme il s'impose et corriger les effets gênants qu'il introduit

Dans la partie inférieure de l'atmosphère, la troposphère, à laquelle on assigne une altitude maximale de l'ordre de 10km, la propagation est essentiellement influencée par la température, la pression et la teneur en vapeur d'eau qui modifient l'indice de réfraction et par les différentes molécules et qui, à partir de 22,3GHz, introduisent des raies d'absorption entre lesquelles des fenêtres de propagation apparaissent.

Actuellement, les fenêtres à 35GHz et 94GHz sont exploitées Les particules en suspension, les hydrométéores font apparaître des phénomènes de diffusion et entraînent des absorptions qui peuvent devenir très importantes

Ces effets s'atténuent en fonction de l'altitude et deviennent faibles dans la mésosphère et très faibles dans la stratosphère.

A des altitudes supérieures à environ 55km, l'ionisation des molécules, provoquée essentiellement par le rayonnement solaire change l'état du milieu qui devient fortement dispersif et dont l'indice devient inférieur à 1 A cette altitude commence l'ionosphère qui s'étend jusqu'à plusieurs rayons terrestres, zone de jonction avec l'exosphère.

Le sol constitue une surface de séparation où des phénomènes complexes prennent naissance.

Mis à part le cas encore exceptionnel de communication entre des engins interplanétaires ou interstellaires, les ondes transitent à travers une ou plusieurs des zones qui viennent d'être définies.

Les phénomènes de propagation particuliers qui régissent la propagation des ondes font qu'elles subissent des déformations qui nuisent à leur bonne transmission. L'élargissement des bandes utilisées est rendu nécessaire pour certaines catégories d'applications comme le radar ou la radionavigation afin d'accroître la précision des mesures, ou pour améliorer l'efficacité des transmissions.

Cet élargissement, outre les problèmes de brouillage qu'il entraine, donne aux imperfections du canal des aspects particuliers

L'objectif de cette présentation est de signaler les effets et de rappeler les modélisations adoptées pour le canal.

II. - EFFETS DUS A LA PROPAGATION -

Une énumération des effets est effectuée, sans détailler les causes qui sont reprises dans les présentations spécifiques du cycle de conférences

II 1. TRAJETS MULTIPLES

Les propagations se font rarement de l'émetteur au récepteur par un seul trajet, mais le plus souvent, par différents chemins ouverts à l'onde. Chaque trajet est caractérisé par son temps de propagation et le décalage doppler qu'il subit à cause de la non stationarité du milieu de propagation ou de la mobilité des extrêmités de la liaison.

Les retards les plus importants sont obtenus dans les liaisons ionosphériques dont la figure 1a donne un exemple sur une liaison de 600km Ils sont de l'ordre de quelques millisecondes et peuvent atteindre 10ms. L'existence de ces trajets résulte de la réflexion des ondes dans les différentes régions de l'ionosphère E ou F et du nombre de bonds pouvant assurer la liaison.

Dans les communications en zone urbaine qui fonctionnent à des fréquences de plusieurs certaines de MHz, et dont la figure 1b donne un exemple [1], les retards sont de quelques μ secondes et peuvent atteindre 10 μs. Ces trajets sont causés par les réflexions sur le sol ou sur les obstacles proches comme les immeubles

Le tableau 1 résume les principaux types de liaisons et leurs caractéristiques.

L'effet des trajets multiples est d'introduire, par les interférences entre les différents rayons reçus, des fluctuations du signal Ces fluctuations sont caractérisées par des lois de variations de types Rice, Nakagami ou de Rayleigh

TABLEAU 1

Types de liaisons	Gamme de fréquences	Etalement des retards	Causes
Liaisons ionosphériques	3 - 30MHz	5ms $\leq$ 10ms	Modes de propagation réflexion sur les régions E-F
Liaisons urbaines	typiquement	5 μs $\leq$ 10μs	Réflexion sur immeubles
Faisceaux Hertziens	10 GHz	10 ns	Réflexions sur le sol
Liaisons Sol Air	3MHz - 1GHz	10 ns	Réflexions sur le sol
Liaisons satellites	1 à 35 GHz	99 ns	Inhomogénéité de l'ionospshère
Diffusion troposphérique	quelques GHz	300 ns	Hétérogénéité de l'atmosphère
Réflexion météoritique	< 60 MHz	Souvent il n'existe qu'un trajet	Réflexion sur les traînées ionisées

II.2 DISPERSIVITE DES CANAUX

La dispersivité due à la variation de la fonction de transfert en fonction de la fréquence est causée par les trajets multiples et par la sélectivité de certains phénomènes. Le plus important est la variation de l'indice de réfraction de l'ionosphère qui est fonction de la fréquence, mais les phénomènes de diffusion et de diffraction sont également - à un degré moindre en général - dispersifs

II.3 POLARISATION DES ONDES

La polarisation des ondes varie lors de la propagation soit à cause de réflexions, de diffractions ou de diffusions qui modifient les polarisations, soit à cause du milieu, comme c'est le cas dans l'ionosphère où l'anisotropie due au champ magnétique terrestre induit deux modes de propagation -ordinaire et extraordinaire- qui se propagent, dans le cas général, selon des polarisations elliptiques.

II.4. ABSORPTION NON SELECTIVE, NON STATIONNAIRE

Des absorptions non sélectives, c'est-à-dire affectant une large bande fréquentielle se produisent, parfois avec des variations rapides. Le cas le plus typique est celui des liaisons mobiles où le signal peut fluctuer en fonction des effets de masque dus au relief, mais il peut être causé par des trajets multiples dont les retard relatifs sont faibles vis-à-vis de l'inverse de la bande du signal.

II.5. PHENOMENES PARTICULIERS

Des phénomènes particuliers apparaissent causés par des anomalies du milieu de propagation. Ainsi, observe-t-on des changements brusques de la phase dans les liaisons ionosphériques sous l'influence de perturbations d'origine solaire. Dans les liaisons au voisinage du sol, des modes peuvent apparaître par réflexion sur un mobile en mouvement.

Ces phénomènes, bien que variés peuvent finalement être décrits par un modèle général linéaire et non stationnaire. Nous donnerons une définition de ce modèle et nous pourrons en déduire la caractérisation des canaux.

On ne considèrera pas les phénomènes particuliers non linéaires tels que l'intermodulation par effet Luxembourg ou la modification de l'ionosphère par chauffage électromagnétique

III. - MODELISATION DES CANAUX LINEAIRES NON STATIONNAIRES -

III.1. DEFINITION

Ces canaux sont représentés par un filtre linéaire dont les caractéristiques sont variables dans le temps.

Au voisinage d'une fréquence fo, l'enveloppe complexe du signal de sortie s(t) est liée à celle du signal d'entrée e(t) par l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle bitemporelle du canal h(t,τ):

$$s(t) = \int_{\tau} e(t-\tau)\, h(t,\tau)\, d\tau \qquad (1)$$

h(t,τ) est définie comme l'amplitude complexe à l'instant t de la réponse du canal à une impulsion

$$e_\delta(t) = \delta(t-\tau)\, e^{j\omega_0 (t-\tau)}$$

La réponse du canal à une impulsion d'entrée émise à l'instant t1 et d'enveloppe complexe :

$$e_\delta(t) = \delta(t - t_1)$$

est donc donnée par (1-b)

$$g_0(t) = h(t,\ t - t_1)$$

comme le montre directement la relation (1).

Si le canal est stationnaire h(t,τ) est invariant dans le temps et h(t,t) = ho(τ) est la réponse impulsionnelle classique du canal. La relation (1) s'écrit alors

$$s(t) = \int_{\tau} e(t-\tau).h(\tau).d\tau = e(t) * h(t)$$

où x(t) * y(t) dénote le produit de convolution - ou intégrale de convolution, entre x(t) et y(t).

Il est habituellement donné une description du canal à l'aide d'une ligne à retard représentée sur la figure 3.

Le signal de sortie est donné par la relation $s(t) = \sum_{n=-N \to -\infty}^{N} e(t - n\Delta\tau).\ h(t, n\Delta\tau).\Delta\tau$

qui donne bien l'expression (1) en introduisant l'intégrale de Riemann. Dans le cas où les signaux sont causaux alors (1) peut se réduire à

$$s(t) = \int_0^t e(t-\tau)\ h(t,\tau).d\tau$$

III.2. TRANSFORMEES DE FOURIER DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE [1]

III.2.1 DESCRIPTION RETARD DOPPLER

Si l'on introduit la transformée selon t de la réponse impulsionnelle

$$D(\nu,\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau).\ e^{-j2\pi\nu t}\ dt \qquad (2)$$

que nous noterons $D(\nu,\tau) \overset{\nu}{\underset{t}{\longleftrightarrow}} h(t,\tau)$

avec $h(t,\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} D(\nu,\tau).\ e^{j2\pi\nu t}\ d\nu$

Alors $$s(t) = \int_{\tau}\int_{\nu} e(t-\tau).D(\nu,\tau).\ e^{j2\pi\nu t}\ d\nu\, d\tau \qquad (3)$$

où $\int_x f(x,y,z)\,dx$ dénotera par la suite $\int_{x=-\infty}^{+\infty} f(x,y,z)\,dx$

La relation (3) montre que s(t) peut être représenté comme une somme de signaux retardés, affectés d'un effet doppler et pondérés par la fonction $D(\nu, \tau)$ appelée fonction de diffusion qui représente la dispersivité temporelle et fréquentielle du canal.

Si on choisit un signal d'émission impulsionnel, alors d'après (1-b)

$$s_\delta(t) = h(t, \tau = t - t_1) = s_\delta(t, t_1)$$

et d'après (2)

$$D(\nu, \tau) = \int_t s_\delta(t, t - \tau)\, e^{j2\pi\nu t}\, dt$$

La fonctuon de diffusion se détermine donc par la transformée de Founer d'un ensemble de réponses du canal à une suite d'impulsions.

Les fonctions représentées sur la figure 1 sont des fonctions de diffusion.

III.2.2. DESCRIPTION TEMPORELLE FREQUENTIELLE

Si l'on définit

$$E(f) \overset{f}{\longleftrightarrow} e(t)$$
$$H(t,f) \overset{f}{\longleftrightarrow} h(t,\tau) \qquad (4)$$

Alors, après un calcul simple

$$s(t) = \int_f E(f)\, H(t,f)\, e^{j2\pi f t}\, df \qquad (5)$$

Cette relation qui relie le signal de sortie au spectre du signal d'entrée permet de mesurer facilement la fonctuon de transfert du canal variable dans le temps. La relation (5) suggère en effet de poser .

$$S(t,f) = E(f)\, H(t,f)$$

où S(t,f) est le spectre instantané du signal de sortie

La fonction de transfert du canal est alors obtenue en émettant un signal à spectre uniforme sur la bande étudiée E(f) = Eo et :

$$S(t,f) = Eo\, H(t,f)$$

La figure 4 donne un exemple de fonction de transfert mesurée sur une liaison ionosphérique de 8000km [2].

III.2.3. DESCRIPTION FREQUENTIELLE - DOPPLER

De la relation (5)

$$S(f) = \int_t \int_\nu E(\nu).H(t,\nu).e^{j2\pi\nu t}.e^{-j2\pi f t}.\,d\nu\,dt$$

En posant $\quad F(\nu,f) \xleftrightarrow{\nu \quad t} H(t,f) \xleftrightarrow{f \quad \tau} h(t,\tau)$

alors $\quad S(f) = \int_\nu E(f-\nu).F(\nu,f-\nu).\,d\nu$

$F(\nu,f)$ relie le signal de sortie au signal d'entrée dans le domaine bifréquentiel et apparaît de façon duale avec $h(t,\tau)$ qui réalise les mêmes grandeurs dans le domaine bitemporel. On peut, figure 5, établir pour $F(\nu,f)$ un schéma similaire au schéma de la figure 4.

Il est simple de voir que $F(\nu,f)$ est la transformée de Fourier, par rapport à τ, de la fonction de diffusion $D(\tau,\ \nu)$ si bien que $h(t,\tau)$ se trouve lié aux différentes transformées selon le modèle schématisé sur la figure 6.

Cette notion établie dans le cadre simple d'un signal complexe se transpose simplement dans le cas de signaux multidimensionnels.

III.3. MODELES ALEATOIRES

Lorsque les canaux présentent des variations aléatoires, il devient nécessaire d'en donner une représentation statistique. On utilise en général une modélisation au second ordre, qui, si elle est complète pour les signaux gaussiens est souvent partielle pour les signaux réels.

Le signal reçu est caractérisé, au second ordre par la corrélation temps retard

$$\Gamma s(t,t') = E[s(t)\,s^*(t')]$$

où $E[x]$ est l'espérance mathématique

et d'après (1)

$$\Gamma_s(t,t') = E\left[\int_\tau\int_{\tau'} e(t-\tau).\,e^*(t'-\tau')\,\Gamma_h(t,\tau,t',\tau')\,d\tau\,d\tau'\right]$$

où

$$\Gamma_h(t,\tau,t',\tau') = E\left[h(t,\tau)\,h^*(t',\tau')\right]$$

Si les propriétés du signal et du canal sont invariantes par translation dans le temps, on dit que le système est stationnaire et

$$\Gamma_s(\Delta t,\tau,\tau') = E\left[s(t)\,s^*(t-\Delta t)\right]$$

où $\Delta t = t - t'$

Les propriétés du canal sont donc décrites par $\Gamma_h(t,\tau,t',\tau')$ qui est la fonction d'autocorrélation de l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle du canal.

Les même considérations peuvent être appliquées aux transformées de Fourier de $h(t,\tau)$ définies précédemment, et on montre que les corrélations Γ_H, Γ_D, Γ_F des transformées H, D, F sont reliées par des transformées de Fourier à deux dimensions selon le schéma représenté sur la figure 7.

III.3.1. HYPOTHESE QUASI STATIONNAIRE. CANAUX STATIONNAIRES AU SENS LARGE

Les canaux ne sont jamais stationnaires, mais si on peut les considérer comme tels pendant une période de temps définie, on dit qu'ils le sont au sens large (Wide Sense Stationary "WSS").

Dans ces conditions

$$\Gamma_h(t,t',\tau,\tau') = \Gamma_h(\Delta t,\tau,\tau')$$

de même

$$\Gamma_H(t,t',f,f') = \Gamma_H(\Delta t,f,f')$$

et on montre que

$$\Gamma_D(t,t',\nu,\nu') = \delta(\nu-\nu').\,P_s(\tau,\tau',\nu')$$

où

$$P_s(\tau,\tau',\nu') = \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_h(\Delta t,\tau,\tau').\,e^{-j2\pi\nu'\Delta t}\,.\,d(\Delta t).$$

représente une densité spectrale de puissance.

Dans un certain nombre de cas, on considère que les trajets multiples sont décorrélés. Cette hypothèse est valable pour les cas où les trajets multiples peuvent être séparés.

Les canaux sont alors qualifiés de stationnaires au sens large à diffuseurs non corrélés (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering "WSSUS").

On montre alors que [3]

$$\Gamma_h(\Delta t,\tau,\tau') = P_h(\Delta t,\tau).\,\delta(\tau-\tau')$$

$$\Gamma_F(\Delta f,\nu,\nu') = P_H(\Delta f,\nu).\,\delta(\nu-\nu')$$

$$\Gamma_D(\tau,\tau',\nu,\nu') = P_D(\tau,\nu).\,\delta(\nu-\nu').\,\delta(\tau-\tau')$$

$$\Gamma_H(f,f',t,t') = P_H(\Delta f,\Delta t)$$

où $\Delta f = f - f'$

Les fonctions P apparaissent comme des densités et sont reliées entre elles par le schéma bloc de la figure 8.

Ces dernières relations montrent que le canal est considéré dans ce modèle stationnaire au sens large dans les domaines temporel et fréquentiel. Dans l'espace (ν ,τ) la fonction de diffusion est représentée par des impulsions de Dirac dans l'espace des retards puisque les trajets sont supposés décorrélés.

De cette constatation découlent les résultats généraux.

La relation entre $\Gamma_H(\Delta f, \Delta t)$ et $P_h(\Delta t, \tau)$ se déduit des tableaux précédents

$$\Gamma_H(\Delta f, \Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\Delta t, \tau) \cdot e^{-j2\pi\Delta f\tau} \, d\tau$$

La fonction de transfert H(t,f) étant non stationnaire, on sait que $\Gamma_H(\Delta f, \Delta t)$ qui est sa fonction de corrélation rend compte de ces variations.

On appelle bande de cohérence la différence maximale entre deux fréquences pour lesquelles les signaux transmis ont des amplitudes complexes suffisamment corrélées. Ce paramètre important qui fixe les limites des bandes utilisables ou les décalages fréquentiels minimaux pour assurer une décorrélation en diversité de fréquence, est défini à partir de $\Gamma_H(\Delta f, \Delta t)$.
Si les deux signaux sont émis simultanément, $\Delta t = 0$ et

$$\Gamma_H(\Delta f, 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(0, \tau) \cdot e^{-j2\pi\Delta f\tau} \cdot d\tau$$

La bande de cohérence est définie par Bcoh telle que

$$\Gamma_H(Bcoh, 0) = 0{,}5\, \Gamma_H(0,0)$$

IV. - CONCLUSION -

La caractérisation des canaux linéaires non stationnaires a été faite avec des formalismes puissants qui permettent de les définir par leur caractéristiques temps - fréquence mais aussi par des paramètres statistiques pour les canaux aléatoires.

Les praticiens, souvent utilisent des modèles plus simplifiés encore qui s'appuient souvent sur les hypothèses WSSUS. On peut citer le modèle général de RUMLER et ses variantes, pour les liaisons ionosphériques le modèle de WATTERSON et pour les modèles urbains ceux d'EGLI, d'OKUMURA-HATA, d'IKEGAMI et d'IBRAHIM - PARSONS, qui ne peuvent être détaillés dans cette présentation générale.

Il faut cependant remarquer que le problème de la modélisation demeure ouvert à cause des difficultés qu'on les expérimentateurs pour couvrir la grande diversité des cas réels.

BIBLIOGRAPHIE

[1] M. SALEHUDIN : Modélisation statistique du canal radiomobile à 910MHz en site urbain. Thèse de l'Université de Rennes I, 18 avril 1989

[2] C. GOUTELARD : Several aspects of problems encountered in coding applications. 3rd international symposium Applied, Algebria, Algorithm error correcting codes, Grenoble 1985, Springer Verlag Computer Sciences, Vol 229

[3] P.A. BELLO : Characterisation of randomly time variant linear channels. IEEE Trans. COMM. Sust. Vol CS-11, pp. 360-393, 1963

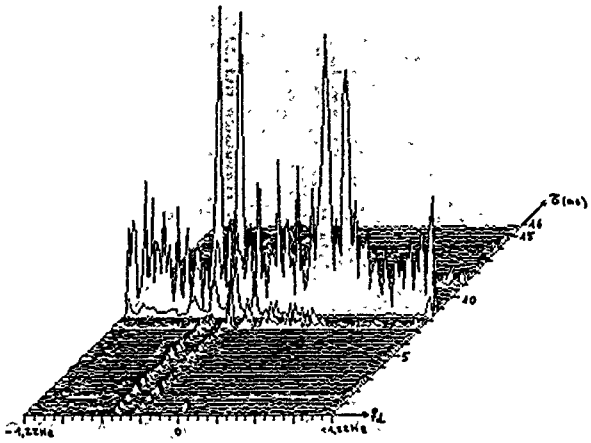


Figure 1-a :Canal ionosphérique

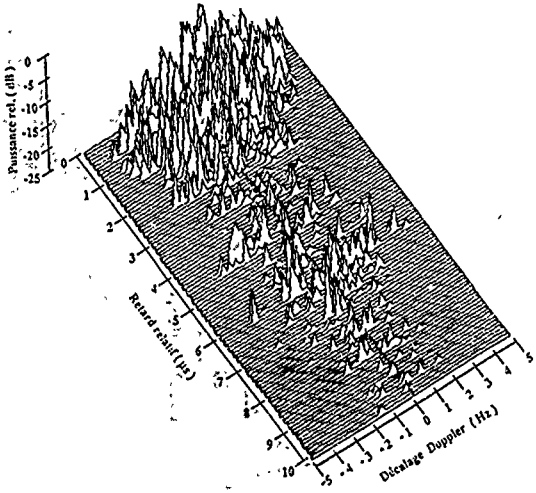
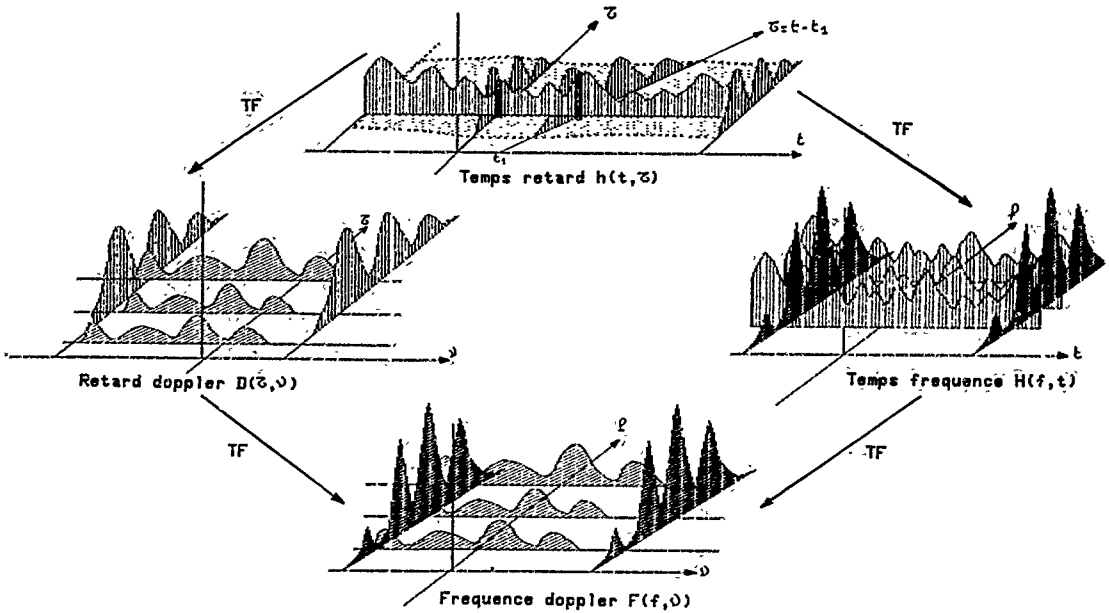


Figure 1-b (d'après [1]) : Canal urbain


τ
τ=t-t₁
t₁
t
Temps retard h(t,τ)
TF
TF
ρ
t
Temps frequence H(f,t)
τ
ν
Retard doppler D(τ,ν)
TF
TF
ρ
ν
Frequence doppler F(f,ν)

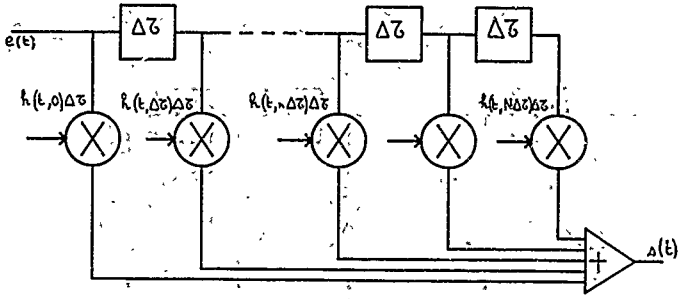


FIGURE 3.

RECEPTION

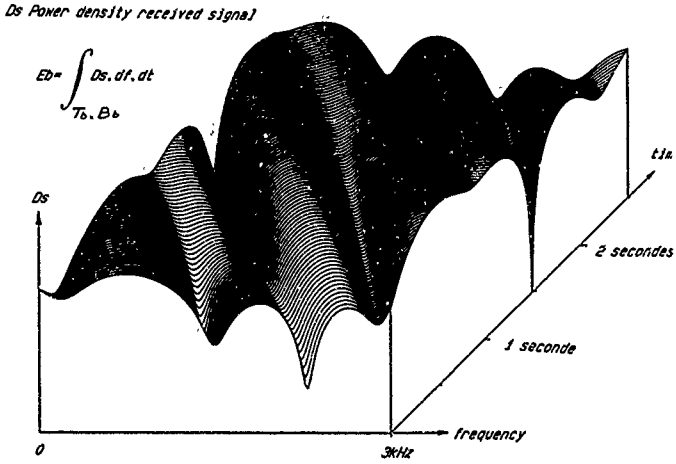


FIGURE 4
Fonction de transfert H(t,f)

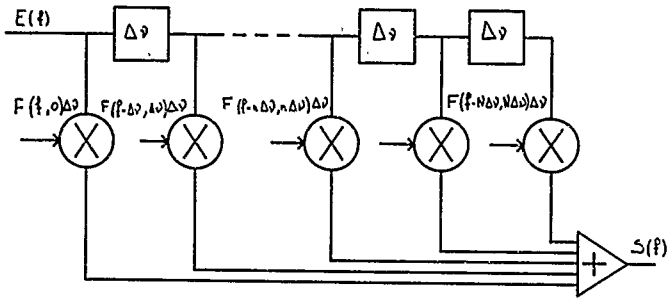


FIGURE 5

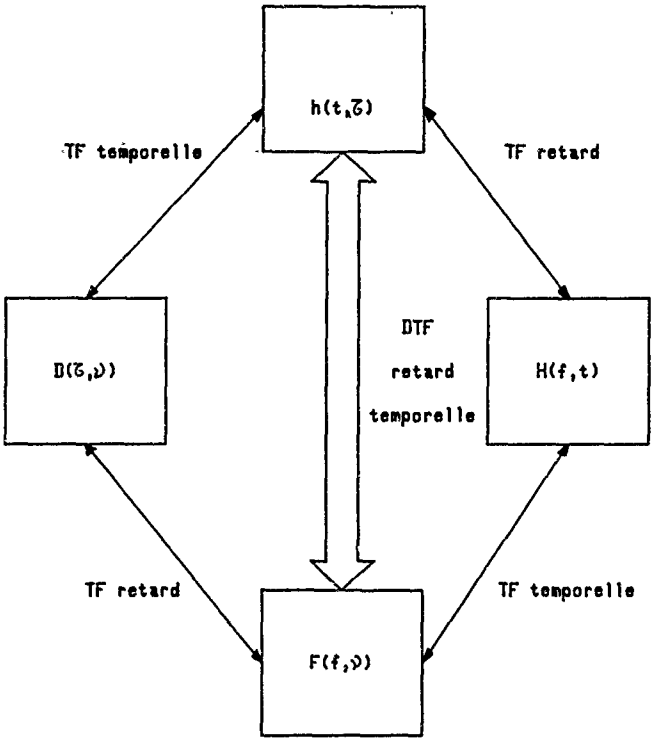


FIGURE 6

Relations entre la réponse impulsionnelle
et ses transformées de Fourier

TF Transformée de Fourier directe ou inverse
DTF Transformée de Fourier à 2 dimensions directe ou inverse

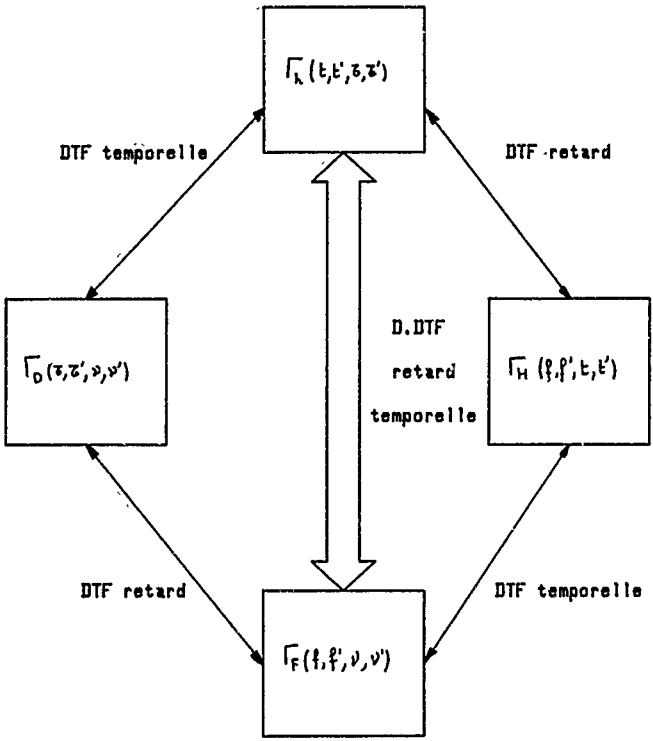


FIGURE 7

Relations entre les autocorrélations des

transformées de Fourier de la réponse impulsionnelle

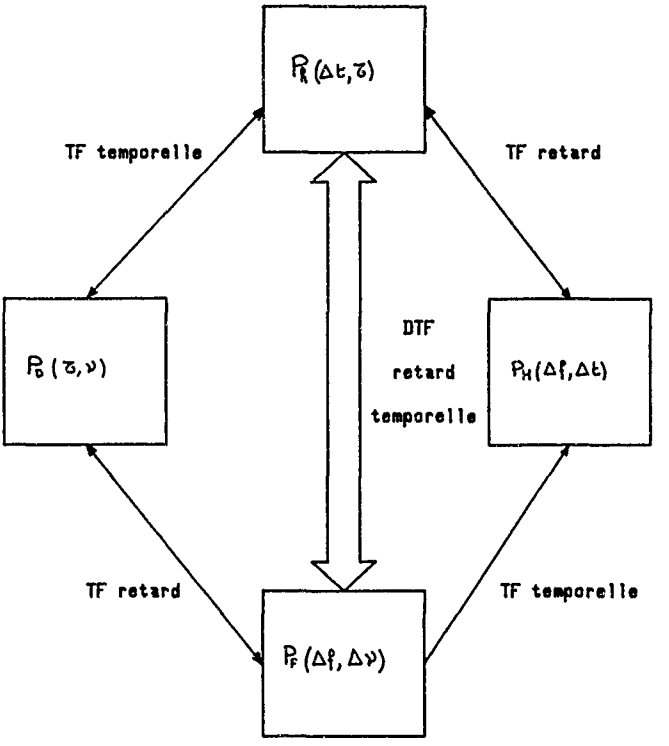


FIGURE 8

Relations entre les fonctions de corrélations dans le cas des canaux stationnaires au sens large avec diffuseurs décorrélés (WSSUS)

Propagation limitations for transionospheric systems from 10 to 300 GHz

A. Vander Vorst, D. Vanhoenacker
Hyperfréquences U.C.L.
Bâtiment Maxwell - B-1348 Louvain-la-Neuve
Belgium

Abstract

Broadband characterization of the transionospheric propagation channel requires an investigation of physical phenomena which are often neglected, and, in particular, the frequency dependence of the parameters of the link. It may be due to water vapour, liquid water, and time-dependent inhomogeneities. The 10-100 GHz band is investigated with an emphasis on the 20-30 GHz band, and some indications for higher frequencies. Atmospheric turbulence is especially looked at, because it yields fluctuations of the refrative index, leading to amplitude, phase, and angle-of-arrival variations on the signal. A model developed by the authors is presented. It takes into account the various parameters of the link : frequency, dielectric constant, losses, antenna diameter, inhomogeneity size and altitude. The influence on actual signals is discussed, as well as frequency response, impulse- and step-response, and group delay.

1 Introduction

1.1 A first millimeter wave radar

In August 1942, British and U.S. scientists met to reach an agreement on the development of a radar system operating at "millimeter frequencies" (Kulpa et al., 1970). The U.S. researchers favored 30 GHz, while the British preferred a frequency obtained by doubling a X-band frequency, namely 16 GHz. Both parties compromised ... for a frequency of 24 GHz. The system was developed and improved regularly, with no improvement in the performances however, during the whole of the spring of 1943. The frequency chosen indeed was very close to the water vapour absorption frequency, and the experimenters improving their system just counterbalanced the rise of humidity during the spring in New England ! Still, J.H. Van Vleck admitted later that the theory was known to a reasonable extent. It was however not taken into account.

1.2 Past history

Microwaves are known and in use since quite a time (Vander Vorst et al., 1989-1). The foundations of microwave transmission and of quasi-optics analogies were firmly established in 1900. Theoretical solutions for waveguide transmission and oscillating modes on conductors, spherical or not, were obtained. In 1883, F.G. Fitzgerald already suggested electromagnetic transmission. In 1888, H. Hertz demonstrated it in Karlsruhe. At the same time, O. Lodge showed in Great-Britain the existence of stationary phenomena on transmission lines. He demonstrated radiation from circular waveguides, the iris effect and cavity resonance. In 1896, Lord Rayleigh published complete solutions of Maxwell's equations, yielding all the possible modes in rectangular and circular waveguides, with Bessel functions. On the other hand, J.C. Bose is working at millimeter wavelength and he develops a semiconductor detector at 60 GHz ... before the end of last century. The road was opening on microwave links, with parabolic aerials, feeders, detectors, and even on radio-astronomy experimented by O. Lodge.

A remarkable mystery : nothing of all that happened. Microwave electronics disappeared, probably because of the success of Marconi with longer wavelength transmissions. It was necessary to wait for half a-century, just before Second World War, to see Southworth, Chu, Schelkunoff and others rediscover and develop the subject.

1.3 Why higher frequencies

Since then, millimeter waves are again in front of the scene. An enormous amount of literature has been written on the subject. Most interesting are those on system implications, which will be discussed later in this paper (Jonson, 1965; Mitchell, 1966; Kamal et al., 1983; Vander Vorst, 1986).

Today, in Europe, a hundred earth-stations are being used for the OLYMPUS project of the European Space Agency, operating in the frequency bands 12.5, 20, and 30 GHz. The CODE experiment, with the same satellite, is raising a lot of interest among many experimenters, and the television segment of the satellite is being looked at by many users, with the prospect of very low-cost transmit-receive stations at 20/30 GHz. In the field of horizontal links, the Deutsche Bundesbahn is installing a network at 60 GHz. Direct television by satellite, whose feasibility for Europe was demonstrated by one of the authors twenty years ago (Benoit et al., 1969) is presently entering the scene, with parabolic antennas less than 30 cm diameter.

Why going to higher frequencies ? Because :

1. the frequency bands at lower frequencies are totally used, to such an extent that no new application can be looked at at those frequencies

2. 5 % bandwidth at 30 GHz may contain 7.5 more information than at 4 GHz

3. the directivity of a reflector antenna increases as the square of frequency while a good reflector is today not more difficult to make for 60 GHz than for 10 GHz

4. interferences between adjacent links decrease when the frequency increases, because of the main lobe - sidelobe behaviour as a function of frequency.

Hence, spatial systems at 90 GHz may compete with systems at lower frequencies.

There is of course a price to pay :

1. the cost increases with frequency, less however than the advantages

2. the noise increases with frequency at frequencies higher than 10 GHz, and atmospheric absorption peaks may seriously harm the transmission

3. other transmission phenomena have an increasing influence.

A small example shows how does Ku-band (12 - 14 GHz) compare with respect to C-band (4 - 6 GHz) (Chakraborty, 1986) :

Frequency	Satellite antenna	Transmit Gain	Transmitter	EIRP
C (4 GHz)	1.2 m	32	6 W	39 dBW
Ku (12 GHz)	1.2 m	41.5	6 W	48.5 dBW

In this example, the Ku-band transponder offers 9.5 dB extra transmit EIRP at the expense of earth coverage (1.4 degree beam coverage instead of 4.3 degree). What is not shown in the Table, however, is that there is an extra down-path loss at Ku-band which is precisely 9.5 dB. So, where is the advantage ? The advantage is in the earth station receive antenna gain, for a given size earth station antenna. It is easily calculated that a 1 2 m receive antenna offers almost a threefold increase in traffic capacity at the Ku-band when compared with the capacity availability from a C-band transponder.

1.4 New developments at higher frequencies

1.4.1 VSAT's

Since more than five years, the market has opened for micro earth stations : very small antenna terminals (VSAT) (Parker, 1984), presented as "personal computer accessories", costing about $ 2500 in quantity in 1984. Using spread-spectrum techniques, a particular network architecture, and packet switching. One company has demonstrated that VSAT's could be commercial products, addressing the need for low-speed data transmission between a large number of widely disposed locations, so-called "thin-route" networks. Concomittant with spread-spectrum modulation techniques, the use of code-division multiple access (CDMA) at low power provides instant access to the network by eliminating some of the delay caused by the two more common schemes, frequency-division multiple acces (FDMA) and time-division multiple access (TDMA). At the end of 1986, Equatorial Communications Company had placed 30.000 units of C-100 receive only VSAT's (61 cm in diameter), for less than $ 3000, with a cross-section of "information providers" such as the New-York and American Stock Exchanges, Dow Jones, the Associated Press, Reuters, E F. Hutton, the US Weather Service, Commodity News Services, Beneficial Finance, and Farmland Industries (Kachmar, 1986). Lower prices will come less from technological advances in GaAs circuits and very-large-integration (VLSI) of digital circuitry than it will from the economics of scale resulting from larger contracts.

1.4.2 Spread spectrum

Spread spectrum has been used for a long time in military satellite communications to resist intentional jamming Recently it has found its way into commercial satellite communications primarily in low data rate applications with small and economic earth-stations, in particular because of the vast market in interactive computing and data transfer. The technique is CDMA, synchronous or asynchronous (Ha, 1985). Spread spectrum multiple access involves the following merit features :

- multipath resistance in mobile satellite communications
- extremely low interference to and from other satellite systems and terrestrial radio systems
- low probability of intercept
- accomodating a large number of users with low bit rate
- small antenna (0.5 - 2 m antenna for fixed service, microstrip-array for mobile users)
- immune to sun outages.

Presently, the use of spread-pectrum coding is considered as a fading countermeasure at 20/30 GHz (Hughes et al., 1987), where direct business communications (data, voice and video) is involved between geographically separated divisions of a large company by satellite at 20/30 GHz. In order to reduce the effects of fading, the information flow through the system will be reduced in faded conditions to maintain high quality data and voice communications at the expense of some slowing down of the video information. In the DICE system, the overall spectrum in the satellite transponder is always the same, regardless of throughput, which has advantages in terms of reducing the effects of fading and degradation due to intermodulation products.

1.4.3 Broadbanding

Broadbanding has become a major concern (Vander Vorst et al , 1989-2). Broadbanding an atmospheric channel raises key-questions : what are the physical phenomena involved ? how dispersive are these phenomena ? what are the radioelectrical implications ? what are the consequences on the systems ?

1.5 Conclusions

Transionospheric systems are operating at higher and higher frequencies. Not long ago, the Intelsat system was at 4-6 GHz, and horizontal links were around 7 GHz. Then came the satellite systems in Ku-band (11-14 GHz). The Olympus satellite of the E.S.A., as well as a few others, is operating since the summer of 1989 at 12.5, 20 and 30 GHz. Italsat will have beacons at 40 and 50 GHz. The DSB is operating at 60 GHz France is going partly to 94 GHz on horizontal links. Hence, frequency is going up, the atmosphere has to be revisited, in particular for its turbulence, which induces time variant multipath.

2 Atmospheric physics in the range 10 to 300 GHz

2.1 Clear-air attenuation

Thirty years ago, an important paper (Straiton et al , 1960) summarized the measurements made in the range 30 to 300 GHz. Figure 1 schematically shows the results at sea level (the temperature - or opacity - is in ordinate). The low values represent a low opacity, hence a good transmission. The lower curve is for the 1962 U.S. Standard Atmosphere, with no water vapour. The upper curve is for an atmosphere with 2 g/cm³ total water vapour (assuming a water vapour density of 7.5 g/m³ at the surface, decreasing exponentially with a scale height of 2 km). The diagram also shows a number of narrow absorption lines of ozone, as well as the frequencies of ClO and NO. There are four "valleys" - frequency bands with lower attenuation - respectively around 30, 90, 130 and 220 GHz.

A question has puzzled many experimenters : for a few tens of years, the absorption in the windows separating the absorption peaks was found more important than the values obtained by calculations based on known models. This led to the denomination of "anomalous" absorption.

The presence of water dimers in the atmosphere was suggested as a first explanation (Viktorova et al., 1971). However, measurements on zenith atmospheric attenuation in the range 100 to 1000 GHz demonstrated a linear dependence of the attenuation in dB upon the water vapour density. This excludes the presence of water dimer as an explanation because it would yield a quadratic dependence.

An appropriate model (Liebe et al., 1978) took into consideration about 2000 spectral lines of water vapour, up to 31000 GHz, to evaluate the absorption in the band 10 to 400 GHz. It also took into account the Zeeman effect, to evaluate the influence of the elevation, the altitude, and the temperature. Finally, an extreme effort was made, investigating frequencies up to one million GHz to check their contributions to the observed values in the range 30 to 300 GHz (Theobold et al., 1982). This effort did not leave any "anomalous" absorption at all : the absorption in the "valleys" between the absorption peaks is largely due to remainings of absorption peaks at much higher frequencies.

Hence, models do exist, and they are available at frequencies up to 1000 GHz.

2.2 Fog

Experimental fog data in the NMMW portion of the spectrum are almost nonexistent. Measurements have been made at 35 and 140 GHz over a 725 m land path (Richard et al., 1977) and compared with other measurements (Robinson, 1955) made at 35 GHz (Fig 2). As can be seen from the figure, there is a considerable scatter of data points when characterizing the fog by its visibility. This is not surprising since, at near millimeter wavelength, when drop sizes are small compared with the wavelength, the attenuation is not very sensitive to the drop size whereas, at optical wavelength, it is very sensitive to drop size. In both the 35 and 140 GHz cases, the attenuations measured are larger than that predicted for radiation fogs.

2.3 Clouds

The data are very limited for characterizing NMMW attenuation effects in clouds. The OLYMPUS project of the European Space Agency, with measurements at 20 and 30 GHz will probably enlighten the subject. Results of measurements of the average zenith cloud attenuation measurements at 75 GHz are given in Figure 3 as dots, for six days with continuous cloudiness from April to June 1976 (Sokolov et al , 1976) Correlation of the single-cloud type of attenuation with frequency is still a difficult task. The significant effect to notice is an attenuation increasing with frequency and that the largest attenuations for NMMW occur for cumulus clouds.

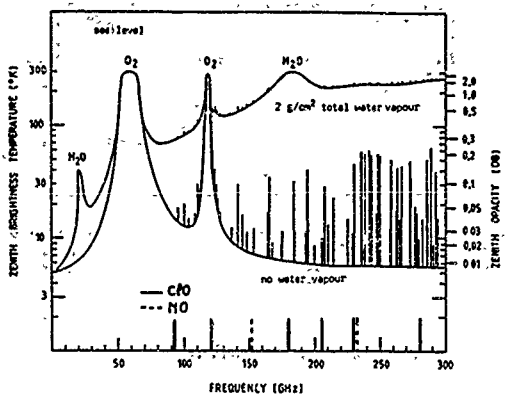


Figure 1. Atmospheric spectrum in the frequency range 10-300 GHz at sea level

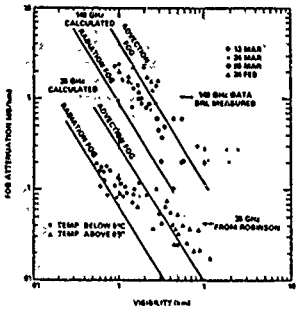


Figure 2. Measured and calculated fog attenuation at 35 and 140 GHz

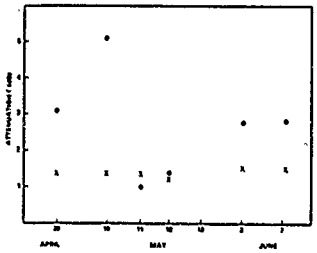


Figure 3. Zenith cloud attenuation measurements at 75 GHz (dots represent measured values, crosses represent calculated values)

2.4 Rain

A number of theoretical and experimental efforts have gone into the study of rain attenuation in the NMMW portion of the spectrum. Such studies are extremely important since rain may very likely be the principal limiting factor to obtaining "all-weather" NMMW systems. Unlike the situation at lower frequencies, it is not possible to accurately predict the attenuation from knowledge of rain rates alone because, at NMMW frequencies, the drop size distribution is far more important in the calculation. Perspective on this situation may be gained by referring to Figure 4, which shows expected attenuation as a function of frequency as calculated by Llewellyn-Jones and Zavody (1971). Only the Joss distribution for drizzle - very small drops - predicts an attenuation at 890 GHz significantly greater than at 110 GHz.

Measurements made at 94 GHz on a 1000 m terrestrial path (Keizer et al., 1979) show rain attenuation as a function of rainfall rate, with rain drop size distribution measured with a distrometer as a parameter (Fig. 5). Measurements are compared with calculations using Mie's scattering theory for water spheres. Proper rain characterization is very important; without measured drop size distribution and rapid, path-average rain rates, it is not possible to make consistently accurate studies of rain effects. Rain attenuation measured at 110 GHz together with rainfall rate and optical visibility shows that the 140 GHz attenuation strongly depends on the total water, whereas the optical visibility is more affected by the small droplets (Richard et al, 1977).

Water on the antenna or its cover may of course represent a serious problem, either by condensation or precipitation.

2.5 Snow

Richard et al. (1977) have performed 140 GHz attenuation measurements in wet shows and compared these with other frequency measurements as shown in Figure 6 (rate equivalent of 1 mm/hr liquid), in a frequency range from 10 to 1 000 000 GHz. Shown also on this figure are 1 mm/hr rain attenuation estimates obtained by different authors (Kulpa et al, 1979). Snow attenuation is between 2.5 and 5 times greater than rain attenuation for all the frequencies measured. In general, this is due to the large, more irregular shapes of the snow precipitation and the fact that higher concentrations exist for the snow due to the low fall velocities. The attenuation of snow very strongly depends on the moisture state of the snow flakes. When the snow is dry, the attenuation is very low, less than an equivalent rain attenuation.

2.6 Hail

Hail is encountered much less frequently than rain or snow and its duration is relatively short. No experimental data are found in the literature, and little can be said about the effect of hail. Obviously, hail attenuation does not depend strongly on wavelength, since the sizes of hailstones often significantly exceed the wavelength in the near-millimeter region

2.7 Other atmospheric constituents

Pollution introduces several constituents in the atmosphere. While the nature of the microwave and millimeter-wave opacity of these constituents is relatively well known, the techniques for measuring such opacity are such that only very few experiments have been performed For instance, the inspection of the microwave and millimeter-wave absorption spectra of the gases related to clouds containing acid precipitation reveals that even under the relatively high pressure characteristics of the lower atmosphere, the absorption spectra bear significant differences in their frequency dependences. Because of the generally low magnitude of the absorption exhibited by these gases, unambiguous identification of the source of such opacity based solely on frequency dependence can be difficult (Steffes, 1983). Figure 6 show the tropospheric absorption spectra for SO2, COS, H2S, H2CO, and CO, while Figure 7 shows the same for O3, N2O, and NO2, in the frequency range up to 200 GHz (Steffes, 1983).

The absorptivity is rather low (from 10^{-3} to 10^{-6} db/km) for these constituents, involved in the formation of acid precipitation. Some of these gases exhibit several hundred rotational resonances below 200 GHz, in particular gaseous sulfuric acid HNO3. The saturation vapour pressure for sulfuric acid, however, is so low for temperatures corresponding to those of the troposphere (of the order of 10^{-6} at 0°C) that absorption from gaseous H2SO4 would be undetectable On the other hand, the abundance of gaseous HNO3 can be significantly greater, due to a much larger vapour pressure (of the order of 10 at 0°C). Figure 8 (Vander Vorst, 1985) evaluates the mixing ratio - the ratio of the density of a particular constituent and the density of the atmosphere - as a function of altitude, with an indication of the minimum detectable abundance. The right part of the figure shows the variation as a function of altitude of some components for which a quantitative estimation has not been found.

2.8 Inhomogeneities and turbulence

Atmospheric turbulence may yield beam steering, image dancing, beam spreading, image blurring, intensity fluctuations, phase fluctuations, angle-of-arrival fluctuations, depolarization fluctuations, etc. Several articles provide very nice reviews of the physical basis for various effects of atmospheric turbulence (like for instance Fante, 1975).

Basically, the effects of turbulence on propagation are determined by the refractive index fluctuations along the atmospheric path. These fluctuations are, in general, function of the position and time, while the temporal dependence of the fluctuation of the index of refraction is due mainly to a net transport of the inhomogeneities of the medium as a whole past the line of sight, due to the wind (Kulpa et al., 1979).

Hence, a time-variant multipath situation is created because of turbulences. While at low microwaves, the effect is a consequence of random spatial time-variant variations in the refractive index, in the millimeter range an absorption mechanism occurs as well. A spectral analysis (Ott et al, 1976) of the amplitude fluctuations shows that there is a corner frequency

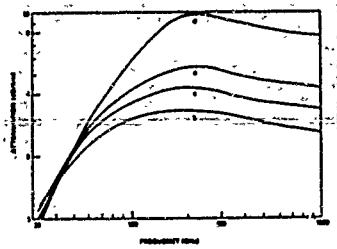


Figure 4. Calculated rain attenuation for various drop size distributions at a rainfall rate of 5 mm/hr (a) Laws and Parsons, b. Joss thunderstrom, c. Joss widespread, d. Joss drizzle)

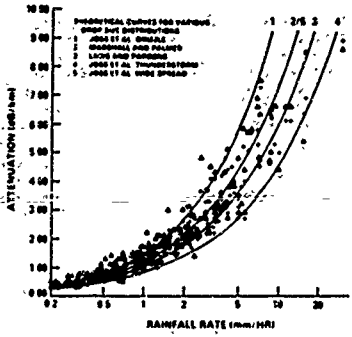


Figure 5. Measured (A) and calculated (+) 94 GHz attenuation versus rainfall rate (1 km)

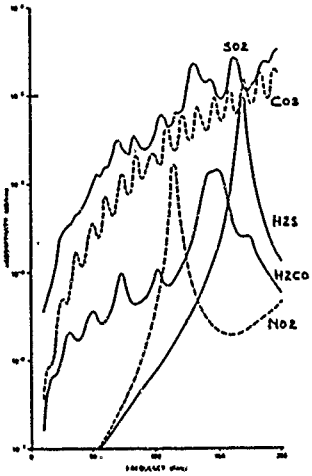


Figure 6. Tropospheric absorption spectra for SO2, COS, H2S, H2CO, and CO

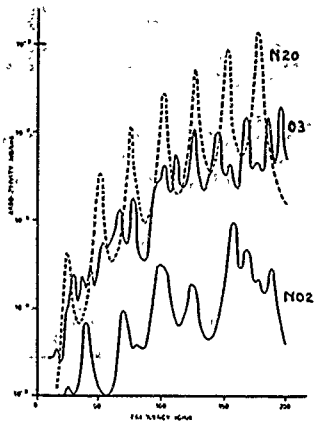


Figure 7. Tropospheric absorption spectra for O3, N2O, and NO2

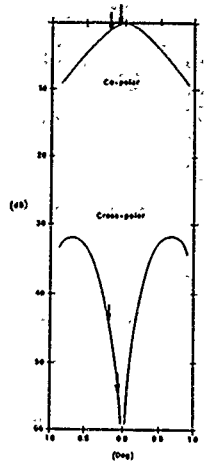


Figure 9. Typical reflector antenna co-polar and cross-polar diagrae

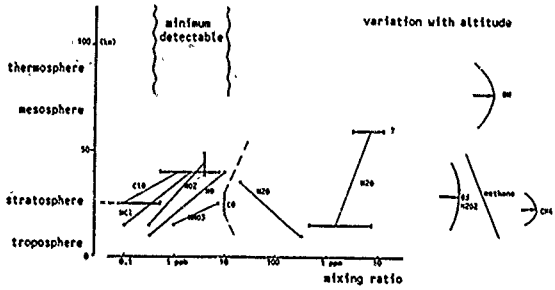


Figure 8. Atmospheric polluting constituents versus altitude

separating an absorption mechanism from a scattering mechanism : scattering dominates absorption at frequencies in the amplitude spectrum corresponding to a range of eddy sizes larger than the radius of the first Fresnel ellipsoid of the link. It has been shown experimentally that scattering and absorption are related at 35 GHz : there is a correlation between the envelope of the fluctuations measured on a satellite beacon at 12 GHz and the radiometric temperature measured at 35 GHz, while the radiometric variation measured at 12 GHz remains negligible (Vanhoenacker et al., 1985).

Calculations based on models converting fluctuations in temperature, humidity and total pressure into fluctuations in absorption and refraction have shown the following (Hill et al., 1986) :

- the effects of pressure fluctuations are usually negligible
- the effects of temperature fluctuations are negligible with respect ot humidity fluctuations when these are very important
- refraction fluctuations yield much larger amplitude fluctuations than do absorption fluctuations, for most cases of interest.

Clearly, fluctuations cannot be neglected in the evaluation of transionospheric systems.

3 Radioelectrical phenomena

3.1 Absorption

Absorption is the quite straightforward consequence of the presence of losses in the atmosphere due to various reasons . atmospheric resonances in clear air, water vapour, liquid water, and other constituents. A major effort was made in the COST project 205 of the EEC to measure attenuation statistics during several years on space-earth and earth-space links throughout Europe (C E.C., 1985).

3.2 Diffusion

This word is rather ambiguous in atmospheric radioelectricity because the meaning is threefold.

Strictly speaking, diffusion is the physical phenomenon governed by the diffusion equation instead of the wave equation. Skin effect in materials is such an effect, for instance. This happens only in cases where losses are far from negligible. It is not a common circumstance in atmospheric physics.

A second well-defined understanding of diffusion is related to turbulence : one deals normally with the so-called "well-mixed" atmosphere (Livingston, 1970) which characterizes an air mass which has been thoroughly mixed while tending at all elevations toward a state of mechanical equilibrium indicative of a balance between gravitational and buoyant forces. It is the state toward which one should expect an air mass to evolve when mixing is brought about through convective forces resulting from absorption of heat from the ground by the air layers lying nearest to the ground. Three physical phenomena are mixing causes : convection, eddy turbulence, and molecular diffusion. In the atmosphere, convection is responsible for causing the composition of large air parcels at different elevations to be essentially the same, while molecular diffusion assumes that small parcels will have similar compositions no matter how small they are. Eddy turbulence plays an intermediate role, requiring less molecular diffusion than would otherwise be required in order to achieve complete mixing. Molecular diffusion is a relatively slow process.

The most common use of the word "diffusion", unfortunately, is a rather misuse, for which the words "diffuse reflection" should be more appropriate. The usual procedures for calculating reflections are applicable only when the reflecting surface is smooth. As the surface becomes rough, the character of the reflection changes in such a way that the direction of propagation of the reflected field ceases to conform to Snell's law for reflection, its intensity is no longer given by Fresnel's formulas, and the method of images is no longer applicable. In particular, the reflected wave is no longer a plane wave, and the surface is said to exhibit "diffuse reflection" for which the concept of Huygens' sources has to be used. To deal with the various aspects of the problem, the evaluation is usually done in three steps : (1) specular reflection from a prolate spheroidal surface with the antennas at the foci of the spheroid, (2) specular reflection from a plane surface lying tangent to the spheroid, and, finally, (3) diffuse reflection from the rough surface which results when elements of the plane surface are randomly displaced from the plane. The presence of droplets in the atmosphere induces of course diffuse reflection, depending on the characteristics of the droplets with respect to the wavelength.

3.3 Diffraction and scattering

Even in the absence of reflection, diffraction may cause serious attenuation, or in some cases even enhancement, of the signal traversing the line-of-sight path. Diffraction is due to the fact that a periodic wave incident upon a material body of any description - in particular any kind of obstacle and also droplets in the atmosphere - gives rise to a forced oscillation of free and bound charges synchronous with the applied field. These constrained movements of charge set up in turn a secondary field both inside and outside the body. The resultant field at any point is then the vector sum of the primary and secondary fields. The simplest problem of this class and at the same time one of primary importance in atmospheric studies is that of a plane wave falling upon a sphere. This problem was already solved by Mie, back in 1907.

The total energy derived from the primary wave is of course the sum of energy dissipated as heat in the sphere if lossy, and of the outward flow of the secondary or "scattered" energy from the diffracting sphere.

In the case of obstructions near the line-of-sight path, it is convenient to use the concept of Fresnel zones. Recently, the authors have combined these principles to calculate a practical model for amplitude fluctuations observed on space-earth links, between 10 and 100 GHz (Vanhoenacker, 1987-1), which will be developed in Section 5.

3.4 Dispersion

Essentially, dispersion is said from a medium in which the phase velocity is a function of frequency. This happens when the parameters of the medium - permittivity or permeability - depend upon frequency, or when conductivity is present. In that case, the refraction index also varies with frequency. If this variation is also time-variant, as may be the case for turbulent inhomogeneities, the effect on a system may be quite complicate.

3.5 Depolarization

It has become common wish and more or less common practice in spatial communications to use polarization diversity, doubling the capacity by modulating two carrier-waves - orthogonal in polarization - by different signals. Hence depolarization has raised a lot of interest since about twenty years

In Europe, the project COST 25/4 (1970-1977) established methodology and offered synthesized information based on measurements on terrestrial paths, pointing out essentially three results (Vander Vorst, 1979) :

- cross-polarization due to rain is a very complex phenomenon which can only be analyzed with approximations that concern both the electromagnetic theory and the atmospheric model
- as the size of raindrops increases, their shape departs from spherical towards oblate spheroids
- incoherent single scattering by spherical particles may cause depolarization in oblique directions and incoherent multiple scattering by such particles may cause depolarization in the forward direction
- the subject of coherent and incoherent effect deserves further study and has important practical implications
- significant cross-polarization phenomena may occur in clear weather conditions in the presence of multipath propagation, because of the sharpness of the antenna cross-polarization diagram, which causes the oblique indirect ray to produce a significant cross-polar component (Fig. 9).

The European project COST 205 (1979-1985) contributed many experimental results at three different frequencies (combining OTS and SIRIO results), in circular as well as in linear polarization (C.E.C , 1985). Laws were established for expressing results in linear polarization in terms of circular polarization, for scaling XPD statistics from one polarization to another, and for frequency scaling treating ice and rain effects separately. The examinations of results in the XPD-CPA plane clearly separates events dominated by ice and rain, respectively.

Ice-dominated cross-polarization is related to the region of the XPD-CPA where CPA < 2 dB. This is consistent with ice being almost lossless cross-polarization arising mainly from its differential phase shifting properties. At the occasion of the COST 205 Project, several CCIR models have been tested against measured values, and reevaluated. As for the latitude dependence, the measurements did not yield any clear trend.

For the next years to come, the OLYMPUS project (1989-1995) with its three beacons (12.5, 20, and 30 GHz) including a polarization-switched beacon at 20 GHz, will certainly enlighten the subject.

3.6 Multipath propagation

Multipath propagation can arise directly from the state of the atmosphere itself without in any way involving reflection from the underlying terrain. It is caused by refraction in the air and by reflection within the atmosphere itself. One may recognize two distinct forms of multipath interference attributable to atmospheric inhomogeneity.

One is most likely to be observed when the atmosphere is in a quiescent state. It is due to the presence of ducts. Elevated ducts can cause two or more propagation paths to exist. In addition, there may be reflection paths due to glancing incidence of radiation upon narrow regions in which exist exceptionnally large refractivity gradients (Fig. 10) (Livingston, 1970).

On the other hand, multipath conditions can occur when no ducts are present, principally in turbulent air, because of local changes in refractivity. At microwaves and millimeter waves, path length variations between different component signals are large compared with the radiation wavelength and therefore give rise to rapid alternations between constructive and destructive interference among the carriers (Booker et al., 1950).

3.7 Scintillation and fluctuations

Scintillation is well known in optics : it is the mechanism which causes stars to appear to twinckle. In this paper, the word fluctuations will be used throughout, to characterize microwaves and millimeter wave phenomena.

Amplitude fluctuations have been observed and measured since about 1980. The measured spectrum is nearly flat up to 0.3 Hz and decreases with frequency with a slope equal to -8/3 (Vanhoenacker et al , 1985), in accordance with the value predicted by Tatarskii (1971). The probability density function is not Gaussian, because the variance is not constant. Fluctuations are mainly observed during the passage of cumuli through the propagation path. Amplitude fluctuations have been processed for two years (1981 and 1982) (Vander Vorst et al., 1982). The main statistical results are .

- fluctuations events may have an amplitude of more than 3 dB pip on a 4.6 m dish antenna and a duration varying between 10 min and more than 1 h
- daily distribution exhibits a main peak around 2 pm with two smaller peaks, around 5 am and 11 pm, respectively
- monthly distribution exhibits a peak in the summer
- there is a definite relationship between the amplitude of the fluctuations and its rate of occurrence.

Time-variant multipaths also yield fluctuations on phase, angle-of-arrival (Bohlander et al., 1983) and possibly depolarization at high frequencies. Very little is known about this however. It has been shown that no depolarization fluctuations were measured at X-band, in association with amplitude fluctuations.

3.8 Faraday rotation

Ionospheric Faraday rotation is negligible above 10 GHz.

3.9 Doppler frequency shift

Doppler shift due to diurnal changes in total electron content is less than one-tenth of a Hertz at 1 6 GHz, and negligible at higher frequencies (Klobuchar, 1983).

3.10 Ray bending

Ray bending due to the ionosphere is negligible above 10 GHz (Klobuchar, 1983).

On the other hand, at millimeter-wave frequencies, the atmosphere is absorptive, dispersive, and inhomogeneous Because of the inhomogeneity, rays are bend by refraction, and because of the dispersion, the amount of bending depends on the frequency. Hence the path length between two terminals depends upon frequency, which yields distorsion. An effective refractivity has been calculated to do the accounting (Hufford, 1988). A conformal transformation is used on functions satisfying Helmholtz equation. Using Liebe's model for the atmosphere, the frequency dependence of the real and imaginary parts of the dispersive part of the refractivity has been calculated. The result is that the bending effect is negligible for frequencies below 300 GHz.

4 System implications for a quiet atmosphere

4.1 Phase and amplitude dispersion in the 20/30 GHz band

Amplitude and phase dispersion have been measured for over a year on a 19 and 28 GHz earth-space propagation path (Cox et al , 1980). Amplitude and phase differences were compared for a 28 GHz carrier with ± 264 MHz sidebands and a 19 GHz carrier, all transmitted from a COMSTAR satellite. No frequency selective fading was found of the type caused by multipath propagation with a large spread in time delay or by resonances of the propagation medium. The only frequency dependences were due to the bulk properties of water in rain. During fluctuation events, there was no significant phase fluctuation. This is consistent with the observation of a high correlation among the amplitude fluctuations of the 19 and 28 GHz carriers and the sidebands, indicating a very broadband scintillation mechanism.

4.2 Impact on digital satellite communications

There is an interest in using wide (instantaneous) bandwidth systems, which employ QPSK digital modulation schemes in a TDMA format accompanied by a requirement for low error rates. Hence the impact of atmospheric-induced dispersion on the bit-error-rate of wide-band digital satellite communication links is of great interest. A number of calculations were made for comparison with available measured results in the range 10-30 GHz (Stutzman et al., 1980). Simulations were run with clear air, rain, rain and 10 % humidity, and rain and 100 % humidity, for both single and dual polarization configurations. From the results, it appears that the dispersive effects of the atmosphere need not to be considered in system design in the range 130 GHz, while depolariration does, degrading the link performance by 1 dB at high error rates and up to 2 dB at low error rates (10^{-10}) which is significant. Figure 11 shows the required increase in carrier-to-noise ratio in the presence of an interferer of level XPI. As a result, the linear phase variations are non-dispersive, but the nonconstant (with frequency) amplitude variations of the atmosphere are dispersive. Thus, the quiet atmosphere may be expected to have a small effect on QPSK systems in the 10-30 GHz frequency range.

4.3 What is "the best" frequency range

A fair amount of controversy has been going on for years on the possible use of millimeter wave systems More stimulating is a discussion on the advantages and disadvantages of the main three ranges : below 20 GHz, the 35 GHz-window, and the 95 GHz-window. The combination of spread-spectrum considerations, wide frequency allocation, the concern about interferences, the availability of good high-frequency reflectors, and the tremendous progress in semiconductor technology, is opening new roads and offering new compromises.

Good models are now available for gaseous atmospheric attenuation and rain attenuation in the range 10 to 1000 GHz. If

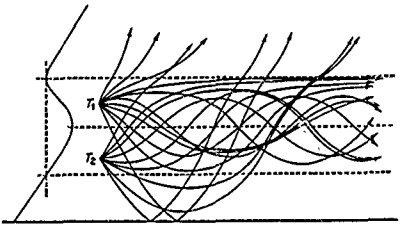


Figure 10. Paths of rays launched at various angle from points within an elevated duct

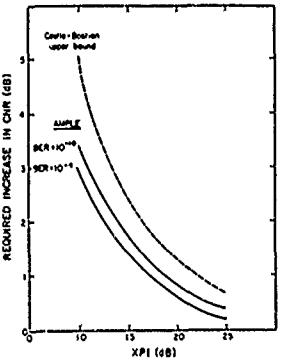


Figure 11. Required increase in carrier-to noise ratio for a 120 MHz bandwidth QPSK system operating in the presence of an interferer of level XPI

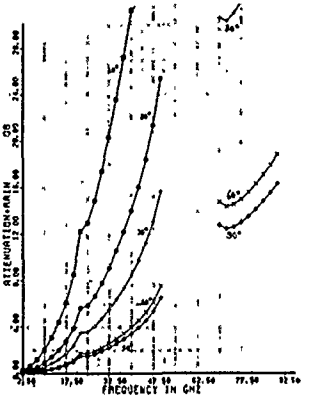


Figure 12. Gaseous and rain attenuation, versus frequency (99 % availability)

is interesting enough to note that results may be quite different for moderate and for high availability. Figure 12 shows that for a moderate availability (99 %), in a high rain area (Gulf Coast States in the U.S), rain attenuation at 10° elevation can still be afforded at high frequency (7.8 dB at 17.5 GHz), which is not at all the case for a high availabilty (99 99 %) requirements (Fig. 13) (Kamal et al., 1983), where the rain attenuation shoots off the scale. This situation changes dramatically if dual diversity is used where, at the same frequency (17.5 GHz), the attenuation accounts for only 3.1 dB for 99 % (Fig. 14) and only 7.3 dB for 99.99 % (Fig. 15), at 10° elevation.

The figures show that, in a high rain region, the frequency selection should be less than 20 GHz in order to keep the rain attenuation reasonable. When, however, one wants to choose an optimum frequency to combat an uplink interference source, an entirely different result appears. Not only does the main beam gain increase with frequency as f^2, but the sidelobe envelope drops, even for a uniformly illuminated dish, which is one of the worst illuminating patterns for low sidelobes. This brings another f advantage, hence a total f^3 advantage against interferences. Figure 16 shows interference signal as minimized at 32 GHz for a 30° elevation angle with a broad minimum showing that a choice 25-40 GHz is reasonable for 99 % availability.

Finally, in addition to the increasing spatial discrimination afforded by higher frequencies, the allocated spectrum for satellite use increases approximately as f^2 (from 0.5 GHz at X-band to over 2 GHz at 43 GHz). The combination of spatial discrimination and spread spectrum advantages yields an approximate f^5 advantage over an uplink interference source : the 90 GHz band would become competitive even with no diversity. Surprisingly enough, it is already competitive in dual diversity (Fig 17). Of course, there is a price to pay, in the absolute sense of the word.

5 System implications for a turbulent atmosphere

5.1 Influence of amplitude fluctuations on digital communications systems

Various single hop satellite systems linking Mediterranean and East or West regions (e g. Japan and U.S. West Coast) have been planned. The operation of such links requires for earth stations with low elevation above the horizon (less than 10°) Similar low-elevation conditions will often be met for air- and ship-satellite communications (e g INMARSAT). Under such conditions, amplitude fluctuations can be especially intense, at frequencies from 1 GHz up to millimeter-wave frequencies. These fluctuations may disturb various parts of the systems, in particular step-trackers and demodulators. Amplitude fluctuations appear to the receiver as random variations of the input level, up and down the nominal value; For a given system, the intensity and bandwidth of these fluctuations depend upon the meteorological conditions.

A fast-converging method to calculate the bit-error-rate due to scintillations has recently been proposed (Merlo, 1987), for a CPBSK modulation system. At microwaves and with moderate transverse windspeeds, the bandwidth of scintillation process is of the order of 1 Hz, yielding for most communication purposes two distinct classes, enhancements and fadings, respectively upgrading and degrading the BER. Extrapolation of scintillations measured at 11 6 GHz on the SIRIO satellite is used to calculate the BER due to scintillation fading (curve B on fig. 18), as compared with line G, due to thermal noise alone which can be considered as the lower limit for the scintillation environment. The dotted area on the figure can be considered as the possible degradation area due to fluctuations, from high elevation down to 5-6°. Hence tropospheric fluctuations may significantly degrade the performance of satellite systems operating in temperate climates at low-elevation angles.

5.2 A physical model for fluctuations

The results presently obtained by the experimenters are of a statistical nature, they are consistent with the theory of radiowave propagation in a turbulent medium (Tatarskii, 1971).

The authors have established a model, characterizing the turbulent atmosphere by a time-varying transfer function, with as parameters the receiver antenna size and radiation pattern, the frequency, and the geometrical and electrical parameters of the medium. The model considers the fluctuations as cloud inhomogeneities - hence dielectric inhomogeneities - passing through the Fresnel's zones of the link, yielding multipath propagation (Vanhoenacker, 1987-1, 1987-2, Vander Vorst et al , 1987). The steps have been the following :

1. the experimental study of amplitude fluctuations of satellite beacons
2. the choice of a model compatible with atmospheric physics and the experimental results
3. the test of the validity of the model when compared to measured results
4. the use of the model to predict the infuence of the various parameters on monochromatic signals, and on composite signals like in HDTV.

The model is based on the geometry turbulent cells crossing the link are represented by complex permittivity inhomogeneities passing through the Fresnel's zones of the space-earth link. It includes the complex dielectric constant, the thickness, size, and geometry of the cells, the windspeed, the altitude of the turbulence, the size of the antenna, the operating frequency, and the bandwidth, in the 10-100 GHz frequency range Mathematically, it integrates over the inhomogeneities and over the antenna aperture.

Inhomogeneities are described as cells, with a uniform permittivity slightly different from that outside of the cells (Fig. 19), with a size of the order of 1 to 100 m, at an altitude around a kilometer. The complex permittivity depends upon the water

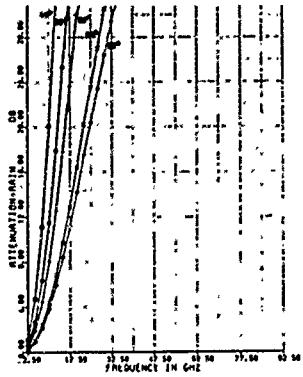


Figure 13. Gaseous and rain attenuation, versus frequency (99.99 % availability)

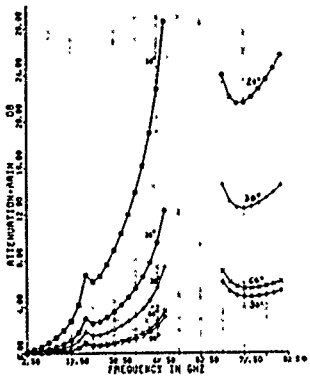


Figure 14. Gaseous and rain attenuation, dual diversity (99 %)

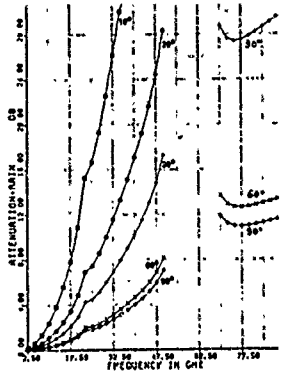


Figure 15. Gaseous and rain attenuation, dual diversity (99.99 %)

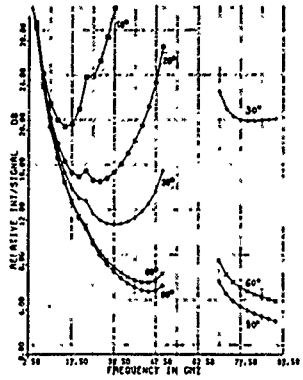


Figure 16. Relative interference/signal (99 %)

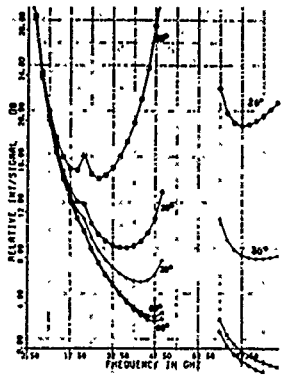


Figure 17. Relative interference/signal, dual diversity (99 %)

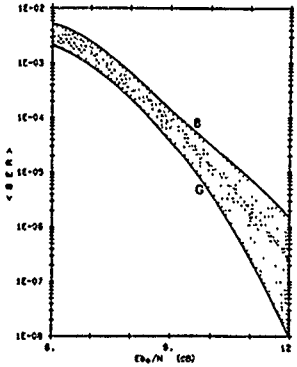


Figure 18. Range of possible values for CBPSK mean BER due to scintillation fading

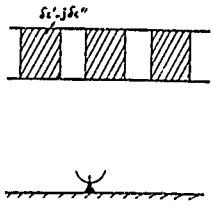


Figure 19. Cell configuration

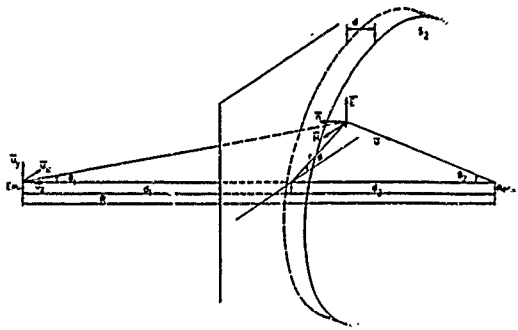


Figure 20. Geometry for calculating the transfer function

$$w(R) = w_o \left[1 + \frac{e^{-\gamma d} - 1}{4\pi} \iint_{S_2} e^{-j \frac{k_o r^2 R}{2 d_1 d_2}} \, 2j \frac{k_o R}{d_1 d_2} \, dS \right]$$

with w_o : field in the absence of the inhomogeneity
d : thickness of the dielectric cylinder
S_2 : cross-section of the dielectric cylinder
k_o = $2\pi/\lambda$ wavenumber in the vacuum
R = $d_1 + d_2$

$$\gamma = k_o \frac{(1 + \delta\varepsilon'/2)\delta\varepsilon''}{2(1 + \delta\varepsilon')} + j\, k_o\, \delta\varepsilon'/2$$

$1 + \delta\varepsilon' - j\,\delta\varepsilon''$: relative permittivity of the cell

Figure 21. Expression of the scalar field at a point receiver

content (water vapour and some liquid water), with a difference of the order of 10^{-4} with respect to the surroundings. The height of the inhomogeneous layer is from 500 to 2000 m : it corresponds to the base of the clouds. The geometry of the cells is taken as cylindrical. Convection, indeed, induces a geometry which is vertically elongated. Spheres, however, can be handled by the program. Fluctuations are obtained when the cells are passing through the Fresnel's zones, especially the first one. The configuration is shown at Figure 20 Figure 21 gives the expression of the scalar field at a point receiver, while Figure 21 gives the mean incident field, in the case of a parabolic antenna with uniform illumination and diameter *D*.

The difficulty, and the originality, of the problem lies in the fact that three main parameters are of the same order of magnitude :

- the diameter of the first Fresnel's zone
- the diameter of the cells
- the main lobe of the antenna.

At centimeter wavelength, these parameters are indeed of the order of 10 meters. Modelling the fluctuations on an instantaneous basis yields a transfer function, varying in time since the cells are moving at the windspeed. In some cases, the transfer function varies very much with frequency, due to the combined effect of the three main phenomena :

- the change in radius of the Fresnel's zones, as a function of the square root of frequency
- the phase shift accross the dielectric cell, almost proportional to frequency
- the radiation pattern of the antenna, with its first zero inversely proportional to frequency.

The combination of the three effects leads to some surprising results, in particular for the group delay, which may be of the order of 20 nanoseconds over a bandwidth of 50 MHz.

Some preliminary conclusions are the following, for a single centered cell, as a function of frequency between 0.1 and 50 GHz :

1. the period of oscillation is mainly affected by the diameter and not by the thickness of the cell
2. the variation of the group delay is quite complicate and cannot easily be predicted from the parameters
3. the first zero of the radiation pattern flattens the amplitude of the fluctuations over some frequency range.

Figure 23 shows the transfer function in amplitude and phase, and the group delay, from 0 1 to 50 GHz (1 m-dish receiver, 51.2 m diameter of the cell; 2000 m cell altitude, 25 0 m cell thickness).

It may be concluded that fluctuations are obtained when dielectric inhomogeneities, due to water content inhomogeneities, are crossing the first Fresnel's zones of the link. The model has been satisfactorily tested on a bi-dimensional cell network. Impulse and step-response of the fluctuating medium have been calculated, and the model can be used for composite signals.

6 Conclusions

Going to higher frequencies raises new questions. It is associated with broadbanding which is also subject to new difficulties. High frequencies are competitive with lower ones. Quiet atmospheres are described by already existing models. Turbulence in the atmosphere, however, may harm systems at millimeter waves.

References

Benoît A., Godfroid H., Mertens H., Vander Vorst A., Study of the satellite/earth-station/domestic-receiver chain in a satellite system for television distribution, Proc. IEE, 116, 11, November 1969, pp 1797-1806

Bohlander R.A. et al., Clifford S.P. et al , Observations of amplitude and angle of arrival scintillation in millimeter wave propagation caused by turbulence in clear air near the ground, IEEE-CH-1917, 1983, paper TH6.4.

Booker H G , Gordon W.E., Theory of radio scattering in troposphere, Proc. IRE, 38, 1950, pp 401-412.

Chakraborty D , Contraints in Ku-band contirental satelite network design, IEEE Communications Mag , 24, 8, August 1986, pp.33-43.

Commission European Communities, Influence of the atmosphere on radiopropagation on satellite earth paths at frequencies above 10 GHz, COST 205, Report EUR-9923, 1985, 548 p.

Cox D.C , Arnold H.W., Leck R.P , Phase and amplitude dispersion for earth-satellite propaation in the 20 to 30 GHz frequency range, IEEE-AP-28, 3, 1980, pp 359-366.

$$E_i \left[1 + \frac{2j}{Dd_2} \left(e^{-\gamma d} - 1\right) \iint_{S_2} e^{-j\alpha r^2} \frac{J_1\left[(k_o D/2) \sin \theta_2\right]}{\sin \theta_2} dS \right]$$

E_i : field in the absence of the inhomogeneity
D : diameter of the antenna
J_1 : Bessel function of order 1
α $= k_o/2d_2$

Figure 22. Expression of the mean field incident at a parabolic reflector

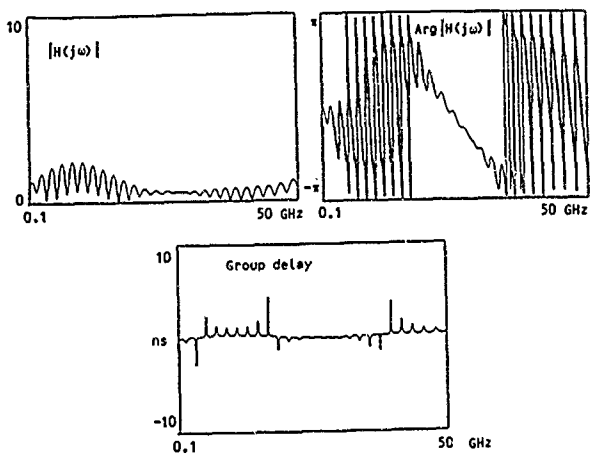


Figure 23. Transfer function for fluctuations in amplitude and phase, and group delay (1 m-dish ; altitude 2000 m; cell diameter 51.2 m; cell thickness 25.0 m)

Fante R.L., Electromagnetic beam propagation in a turbulent media, Proc. IEEE, 63, 12, 1975, pp 1669-1692.

Ha T.T., Spread spectrum for low cost satellite services, Int. J. of Satellite Comm., 3, 1985, pp.287-293.

Hill R.J., Clifford S.F., Contribution of water vapor monomer resonances to fluctuations of refraction and absorption for submillimeter through centimeter wavelengths, Radio Sc., 16, 1, 1986, pp.77-82.

Hughes C D , Tomlinson M , The use of spread-spectrum coding as a fading countermeasure at 20/30 GHz, ESA J , 11-12, 1987, pp.73-81.

Hufford G , Millimeter-wave propagation through a terrestrial atmosphere, Proc. IEEE, 76, 9, 1988, pp.1251-1254

Johnson R.E., The millimeter-wave compromise, Space/Aeronautics, July 1965, pp 62-68.

Kachmar M , Very small terminals mean very big business, Microwaves and RF, November 1986, pp.34-36.

Kamal A K., Christofer P.F., Millimeterwave regions for satellite communications (spread-spectrum considerations), Globecom, November 1983, 7 6.

Keizer W.P., Snieder J , de Haan C D , Rain attenuation measurements at 94 GHz, AGARD CP-245, 1979.

Klobuchar J.A., Ionospheric effects on earth-space propagation, AFGL-TR-85-0004, 1983, 31 p.

Kulpa S M., Brown E A., Near-millimeter wave technology base study, 1, Report HDL-SR-79,8, November 1979

Liebe H J., Hopponen J D , Atmospheric medium characterization and modelling of EHF propagation in air, AGARD CP-238, April 1978, pp.1-18.

Livingston D C., The physics of microwave propagation, Prentice-Hall, 1970, 204 p.

Llewellyn-Jones D.T., Zavody A.M., Rainfall attenuation at 110 and 890 GHz, Electron. Letters, 7, 12, 1971, pp 321-322.

Merlo U., Performance evalution of satellite digital communication systems under intense amplitude scintillations, Proc. MELECON, 1987, pp 35-38.

Mitchell R.L., Some applications of millimeter waves in atmospheric research, Wescon, August 1966, pp.12/2.

Ott R.H , Thompson M.C , Atmospheric amplitude spectra in absorption region, Proc. IEEE-AP, October 1976, pp.594-597.

Parker E., Micro earth stations as personal computer accessories, Proc. IEEE, 72, 11, November 1984, pp 1526-1531.

Richard V.W., Kammerer J.E , Reithz R.G., 140 GHz attenuation and optical visibility measurements of fog, rain, and snow, U.S. Army Ballistic Lab, Memo, Report ARBRL-MR-800, December 197 '.

Robinson N P., Measurements of the effect of rain, snow, and fog on 8 6 mm radar echoes, Proc. IEE, 203R, September 1955, pp 709-714.

Sokolov A V , Sukhonin E V., Iskhakov I A , Attenuation of radio waves at wavelengths from 0 45 to 4 0 mm in the earth's atmosphere through the slant paths, Int. Conf. SMM Waves, December 1976

Steffes P A., Microwave remote sensing of gases and clouds involved in the formation of acid precipitation, Proc. IGARSS, II, FA-4, 1983, pp.3-1 to 4.

Straiton A.W., Tolbert C.W , Anomalies in the absorption of radio waves by atmospheric gases, Proc. IRE, May 1960, pp.898-903.

Stutzman W.L., Pratt T., Imrich D M., Scales W.A., Bostian C.W., Dispersion in the 10-30 GHz frequency range . atmospheric effects and their impact on digital satellite communications, IEEE-COM-34, 3, 1986, pp 307-310.

Tatarskii V.I., The effects of the turbulent atmosphere on wave propagation, Jerusalem, 1971.

Theobold D M , Hopponen J D , System aspects of clear air propagation above 14 GHz, AGARD CP-332, October 1982, pp 22-1 to 4.

Vander Vorst A., Cross-polarization on a terrestrial path, Alta Frequenza, 48, 4, 1979, pp 95-103.

Vander Vorst A., Vanhoenacker D , Mercier L., Fluctuations on OTS-earth copolar link against diurnal and seasonal variations, Electron. Lett , 18, 21, 1982, pp 915-917.

Vander Vorst A., Atmospheric and sea-surface effects from 30 to 300 GHz, Revue HF, 13, 3, 1985, pp 67-75.

Vander Vorst A., Millimetre-wave atmospheric propagation and system implications, Eur. Microwave Conf., 1986, pp. 19-30.

Vander Vorst A., Vanhoenacker D , The calculation of atmospheric microwave fluctuations by a dielectric constant, Proc. MELECON, 1987, pp.31-34.

Vander Vorst A., Sobieski P., Les Hyperfréquences - Moyen de repérage et de transmission à courte distance, Report IBRA, May 1989.

Vander Vorst A., Vanhoenacker D , Broadband characterization of the propagation channel on the frequency band 10-100 GHz, Proc. Olympus Utilisation Conf., ESA SP-92, May 1989, pp.213-218.

Vanhoenacker D., Vander Vorst A , Experimental evidence of a correlation between scintillation and radiometry at centimeter and millimeter wavelength, IEEE-AP-33, 1, 1985, pp 40-47.

Vanhoenacker D., Modèle radioélectrique pour la scintillation observée aux hyperfréquences sur les liaisons satellite-terre, Ph.D. Thesis, Univ. Cath. Louvain, 1987, 224 p.

Vanhoenacker D , Vander Vorst A , Influence of refractive index fluctuations on communications systems, Proc. European Microwave Conf., 1987, pp 517-522.

Vanhoenacker D., La scintillation d'amplitude aux micro-ondes sur les liaisons satellite-terre, Revue HF, 14, 1, 1988, pp.1-8.

Viktorova A.A , Zhevakin S A., Microradiowave absorption by dimers of atmospheric water vapor, Sov Phys. Doklady, 15, 9, March 1971, pp 852-855

HF SYSTEMS OPERATING BENEATH THE IONOSPHERE

by

G.F. Gott
University of Manchester Institute of Science and Technology,
PO Box 88, Manchester M60 1QD,
U.K.

E.D.R. Shearman
University of Birmingham,
PO Box 363, Birmingham B15 2TT,
U.K.

SUMMARY

The features of HF terrestrial and aeromobile wideband systems, all of which use ionospheric propagation or are interfered with by ionospherically propagated signals, are outlined. These systems include radiocommunication (predominantly digital) and HF radar.

The limitations imposed by ionospheric propagation on the bandwidth of such systems arise from:

1 Mode changes
2 Multipath
3 Faraday rotation
4 Doppler shift
5 Doppler spread

These properties are discussed and their implications for systems illustrated by means of the scattering function and sweep-frequency sounding data.

Other problems of the ionospheric channel are atmospheric and man-made noise, and spectral occupancy. Noise is briefly reviewed, but special attention is given to spectral occupancy, with the inclusion of measured statistics and a mathematical model.

Examples are given of wideband communication systems using frequency hopping and chirp signals. The measures which can be taken to sustain operation in severe spectral congestion are illustrated.

The rather different requirements of HF radar systems, both sky-wave and ground-wave, which demand the achievement of very wide dynamic range and Doppler discrimination, are also outlined and illustrated. The effects of Doppler shift on target echoes, sea and land clutter and the severe problem of auroral echoes, with their large Doppler spreads, are presented in relationship to band spreading techniques, in particular chirp and direct sequence.

1 INTRODUCTION

The HF portion of the spectrum (formally defined as 3-30 MHz or 100-10 m, although for many purposes extending down to 2 MHz), is that frequency band in which the reflecting properties of the ionospheric layers are used to achieve transmission around the curve of the earth at modest powers, without the need for the satellite relays of higher frequency bands or the massive antenna systems of lower frequencies. The attenuating property of the D layer of the ionosphere and the reflecting properties of the E and F layers vary with the time of day and year, but permit communication to world-wide distances, provided the transmitting frequency can be changed at intervals to keep step with the diurnal and seasonal migrations of the available operating band. This band is limited at the low frequency end by the lowest usable high frequency (LUHF). The LUHF is governed by the signal-to-noise ratio, which is determined by the transmitter power, antenna gains, the signal attenuation in the ionosphere, and the noise level arising from atmospherics and man-made sources. At the high frequency boundary, defined as the maximum usable frequency (MUF), propagation is limited by 'electron limitation', the escape through the E and/or F layers of the obliquely incident energy, which at lower frequencies would be refracted back the receiving terminal. The MUF changes from day to day, and the optimum working frequency (OWF), also known as the frequency of optimum traffic (FOT), is defined as the highest sky-wave frequency that is likely to propagate for 90% of the days, for a defined path and time. Empirically, the OWF is usually taken to be 85% of the MUF.

The propagation factors just mentioned govern all sky-wave communication and radar activities, and also govern the interference level in ground-wave systems. However in wideband systems, additional constraints, such as coherence across the band and spectral occupancy, control the feasibility of operation and it is these constraints and the consequent practicability of various wideband systems, which concern us here.

A general review of wideband systems has been given in an earlier lecture. Special constraints arise, however, in HF systems using sky-wave propagation due to the time-variable, multipath environment and we will list the different types of wideband system and

then relate their essential properties to this medium.

Wideband or spread spectrum digital signals may be defined as those whose processing gain is much greater than unity, where processing gain is the (bandwidth x bit duration) product for the signal.

Such signals may be broadly divided into 3 basic types (1,2,3,4,5):

1 Direct sequence modulated
2 Frequency hopping
3 Chirp

These offer the following possible advantages:

1 Selective addressing
2 Code division multiple access
3 Resolution of multipath components
4 Inherent privacy
5 Low power-spectral-density
6 Interference rejection

At HF, the low power-spectral-density may not be an advantage when independent transmitters and receivers are close to each other. Also, the interference from other HF users may be too severe for useful rejection by virtue of the signal processing gain alone.

During the last 30 years, spread spectrum communication systems have been constructed for HF operation (6), with published bandwidths as high as 1 MHz (7). These have had essentially specialised tactical applications, and in general spread spectrum systems for communication have not gained acceptance at HF. This may be due to the combined factors of performance, difficult instrumentation, and the ethical and legal constraints of using a wide bandwidth in a congested spectrum without international agreement on frequency assignments for such systems. Such difficulties have been overcome in other bands; for instance the 'GSM' scheme for public mobile radiotelephony in Europe incorporates spread spectrum techniques. If the advantages of spread spectrum adoption were to become sufficient, no doubt they could be adopted in the HF band also.

For radar systems at HF, the demand for coherent Doppler velocity discrimination in order to achieve sub-clutter visibility of targets dictates a requirement for coherent integration for a period of seconds, and a dynamic range of in excess of 50 dB. This limits the scope for frequency agility, both to achieve useful integration times and adequate signal-to-interference ratio. However, there is a strong motivation for using a wide bandwidth in that the range resolution that can be achieved with the normal communication bandwidth of 5-10 kHz is less than would be desirable for target tracking.

From what has been said, it is clear that a good understanding of the radio environment, propagation, noise and interference, is needed for the proper assessment of widsband techniques at HF. We shall therefore begin by a survey of the environment before returning to systems.

2 THE ENVIRONMENT

The environment exhibits three major aspects; propagation, noise, and interference from other HF users. Each of these will now be considered.

2.1 Propagation

Figure 1 shows a typical scenario of HF communications and radar operations. In figure 1a we see two main ray paths, 1 and 2, from a transmitter T to a receiver R by way of the E and F layers respectively. The E layer reflection has the shorter time delay and a positive Doppler shift due to downward layer motion, while the F layer reflection has the longer time delay and a negative Doppler shift due to the upward layer motion. A third path, 3, involves side scatter from irregularities on the earth's surface and will have a spread of time delays and (in general) a spread of Doppler shifts about a mean shift, due to the undulation of the layer and the differing geometries of the various scatter paths. Finally, path 4 represents scattering from magnetic field aligned auroral irregularities. Such irregularities have high velocities and give Doppler shifts up to 10's of Hertz with a spread comparable with the mean.

The scatter modes have strengths typically 20 dB or more below the dominant layer-propagated modes and can often, therefore, be neglected. However, if the main modes fade out due to electron limitation, the scatter modes, with their large time and Doppler spreads, can become dominant.

The figure also shows a ground wave ship-shore communication link, with the ground-wave path shown at 5 and a sky-wave path at 6. In both sky-wave and ground-wave links, sky-wave borne interference can be present from other transmitters, multipath modes being also possible for this.

Figure 1b shows an HF radar operating with transmitter T and receiver R separated, but close enough together with respect to the target range to be considered monostatic. Echoes are received from the ship target by way of two paths, one refracted by the E layer (positively

Doppler shifted) and one by the F layer (negatively Doppler shifted). There will additionally be two mixed modes, out by F - back by E and out by E - back by F. These will have identical path length and Doppler shift (for co-located transmitter and receiver). Ground clutter will also be received from each resolution cell, defined by the beam width $\Delta\theta$ and the pulse duration. Back-scattered echoes from auroral irregularities are also depicted, seen by way of antenna sidelobes. The target echo can be distinguished from the surface clutter by its Doppler shift (provided the radial velocity is non-zero), but the auroral echoes will have a wide spread of Doppler shifts and constitute an enhanced frequency-spread 'noise floor', against which targets must be detected.

In addition to these effects of the environment on the wanted signals, the receiving antenna will pick up atmospheric noise, man-made noise and interference from other transmissions, all weighted by the antenna directional response in the direction of arrival. Before we consider noise and interference, we will discuss the propagation effects on the wanted signals.

2.1.1 The scattering function and its application.

A useful representation of both the time-delay and Doppler shift/spread in such propagation environments (8) is illustrated in figure 2 (9). This is the 'scattering function' and characterises the received power as a function of time delay and Doppler shift,

$$P(\tau,f_d) = S(\tau,f_d)\, d\tau\, df_d.$$

Figure 2a shows the measured scattering function for transmission from Swindon, U.K. to Heligoland, F.R.G. under undisturbed ionospheric conditions: the time delays and Doppler shifts for propagation by way of E and F layers are identified. Two discrete delayed pulses are identifiable with a relative delay of 2 ms, and a relative Doppler shift of 0.1 Hz. Figure 2b again shows two discrete pulse echoes, with the addition of a dispersed side-scattered echo, from ionospheric irregularities. The two discrete pulses (1 hop F2 and 1 hop F2 + 1 hop E, identified as N) differ in time delay by 1 ms and in Doppler by 0.3 Hz. The side scattered energy is spread over 4 ms and 1.5 Hz.

Figure 2c shows an example of the scattering function observed with a sky-wave radar (10). For convenience the time delays are expressed as free space range r, equivalent to 150 km per millisecond. The total spread in time delay here is 28 ms and the total Doppler spread 3.5 Hz.

We can estimate some characteristics of the wideband channel directly from these scattering function plots by simple arguments. First we consider the interference of two continuous wave signals arriving by different paths and the variation of the sum of the components as the frequency is changed; this results in a periodic pattern of minima of signal strength across the frequency band (figure 3a). If, for a transmitted frequency f, and free space velocity of propagation c, the two components have arrival times differing by T, then the path length difference between them is cT. If the frequency is now increased by δf, while the ionospheric configuration remains stationary, the number of wavelengths N in the path cT will increase by,

$$\delta N = \frac{dN}{df}\,\delta f = \frac{d}{df}\left\{\frac{cT}{\lambda}\right\}\delta f = \frac{d}{df}\left\{fT\right\}\delta f = T\,\delta f$$

Thus for one extra wavelength of relative path length ($\delta N = 1$), corresponding to the spacing between two minima of received signal, the frequency change must be 1/T Hz, or 1 kHz for 1 ms of relative delay.

If, in addition to the relative time delay between the components, there is now a difference in Doppler shift of δf_d, the relative phase between the components as received will cycle through 2π every $1/\delta f_d$ seconds. The minima will now travel along the frequency band, one minimum moving along to take the place of the next in $1/\delta f_d$ seconds (figure 3b). This is the phenomenon of selective fading, familiar to short-wave broadcast listeners, in which severe distortion of an amplitude modulated broadcast signal occurs as minima or nulls move through the signal spectrum, causing the carrier to fade out temporarily and the sidebands to interfere. For spread spectrum signals that depend on preservation of phase coherence across the frequency band (e.g. direct sequence or chirp as opposed to frequency hopping), this phenomenon can be catastrophic unless equalization or other remedial action is undertaken in the receiver.

The simple arguments above have assumed two modes only; the analysis can be extended to several discrete modes or to scatter modes by using Fourier Transform relationships between the Power-Delay and Power-Frequency response and between the Power-Doppler shift and the temporal autocorrelation function (11).

2.1.2 Propagation sounding and spread spectrum

The scattering function characterization is valuable for HF operation over a frequency band for which the group delays of the different components do not vary significantly. In ionospheric propagation, however, there are significant changes in the modes of propagation as the frequency approaches and moves through the MUF's of the 1 hop, 2 hop and more complex modes. Another phenomenon not adequately characterised is Faraday rotation, a polarization

rotation effect caused by the effect of the Earth's magnetic field on a wave propagating through the ionosphere.

These features of ionospheric propagation are revealed by sweep-frequency oblique incidence ionospheric sounding experiments. Conventional oblique sounding, whether by pulse or continuous wave technique, reveals the mode changes as layer penetration occurs, but a sweep time of 10 to 300 seconds is normally too slow to show up any fine scale spectral structure varying on a time scale of seconds. Figure 4 shows a tracing of such a slow sweep sounding, with computed time delays derived from a mid-point sounding overlaid: the time delay spread of the arriving signals at a particular frequency can be seen to extend up to 10 ms, while the changes of mode are clearly identifiable. The figure reveals the complexity of the multipath structure at HF, even when phase behaviour is ignored.

An experiment aimed at characterising the amplitude, phase and multipath structure of a wide-band signal received over a 234 km path and on a time scale of seconds was carried out in the U.K. by Salous and Shearman (12). A digitally-synthesized CW transmission sweeping at 1 MHz/s over a bandwidth selectable up to 5 MHz was repeated at 10 s intervals. The transmitter and receiver were both synchronised to rubidium frequency standards, the received signal being mixed with a swept frequency local oscillator, digitally synthesized like that of the transmitter. With such a system, the receiver output yields a steady tone for a fixed path delay.

For a number of path delays, spectrum analysis of the receiver output produces an amplitude/frequency plot corresponding to the amplitude/delay plot which would be obtained from a pulse sounding. If the frequency is swept over a bandwidth B, a spectrum analysis will reveal the echo structure which would be obtained with a pulse sounding, with a pulse length $\tau = 1/B$. An example of a series of such amplitude/delay plots obtained by Salous over the 234 km path mentioned above appears in figure 5. This was processed by analysing 125 kHz segments of a continuous sweep, to give a resolution of 8 µs on the time delay axis. It will be seen that for this single hop, F layer propagated path, the time delay increases non-linearly by 1 ms over the 4 MHz band as layer penetration is approached, and the arriving signal splits into two magneto-ionic components with time separations increasing to 0.5 ms.

An advantage of this 'swept frequency continuous wave' (SFCW) or 'chirp-sounding' technique is that if the receiver output is recorded and digitised, oblique ionograms such as figure 5 may be produced off-line with delay and frequency resolution chosen at the time of processing, rather than being set by the experimental parameters. In this experiment, two further choices were made; single-hop data only was selected for processing by filtering out the two- and three-hop modes and an interference-excision algorithm was also introduced to eliminate frequencies coinciding with broadcast and other interference. (A pulse sounder with the same time resolution, 8 µs, would find very few 125 kHz frequency slots clear of interference). Both these techniques are also of use in spread-spectrum communication, where the use of the wide-band properties to select one multipath-free mode from the complex arriving signal permits the signalling rate to be greatly increased, while interference rejection is always of crucial importance in the HF band.

So far we have looked only at the time delay structure of the path response. Figure 6 shows a set of measurements of the amplitude/frequency response for a sequence of 20 sweeps, the sweeps being made at 10 second intervals. A 2.7 MHz span is covered. The key feature to note is that in spite of the elimination of two- and three-hop modes, which were the source of frequency selective fading discussed in section 2 1.1, the signal still exhibits deep fades as certain bands are traversed. The record has been analyzed in detail elsewhere (12), where it is shown that the remaining frequency selective fading is due to the presence of the two magneto-ionic components (ordinary and extraordinary), whose relative time delay is usually too small to resolve satisfactorily. It will be noticed that the low frequency portion of the records, 5-5.9 MHz, exhibits very little frequency selective fading. This arose because, at low frequencies, the extrordinaiy component of the F1 reflected path was heavily attenuated compared to the dominant ordinary wave of the F2 path. When penetration of the F1 layer ocurred, the two F2 layer reflected components were of more nearly similar amplitudes and fade depths of 3 to 15 dB ocurred.

Such evidence shows that frequency selective fading between different layer hop modes can usually be eliminated using the delay-time discriminatory properties of a wideband signal, but the magneto-ionic or Faraday rotation effects often define the widest coherent bandwidth of the medium and therefore set a limit to the communication bandwidth. This topic therefore requires special treatment here.

2.1.3 Magneto-Ionic effects

In an ionosphere without a static magnetic field present, the refraction of radio waves would occur in the fashion of the ray diagrams shown in figure 1, with a single ray for each mode of propagation. With a static magnetic field present, propagation of a circularly polarized wave travelling along the field direction will differ according to the sense of rotation: if the sense is such as to make an electron gyrate around the field so that its radius is increased by the $\underline{J} \times \underline{B}$ force, it will experience an enhanced collisional absorption and an altered refractive index: this is the extraordinary component. If the sense of rotation is reversed, the absorption is less and the refractive index different. Corresponding effects are encountered for other directions of propagation relative to the magnetic field, but the two characteristic polarizations will now be elliptical.

We now consider a linearly polarized wave incident on the base of the ionosphere. The wave may be resolved into two components having the characteristic polarizations appropriate to the direction relative to the Earth's magnetic field at that location. These will then travel as separate entities through the ionosphere, undergoing refraction and phase retardation appropriate to their slightly different refractive indices. If the transmission has sufficient bandwidth to resolve the components in time of arrival, as in the ionogram of figure 5, we can measure the retardation, absorption and phase retardation individually. If the transmission is continuous wave or narrow-band, no time resolution will occur and the two components will add vectorially. For circularly polarized characteristic waves, the vector sum is linearly polarized and the orientation of this polarization rotates a it traverses the ionosphere (figure 7). A linear receiving antenna will be excited by that component of the incident field parallel to it.

Now, if the ionosphere varies with time, one of the magneto-ionic components will suffer phase retardation and therefore rotation reletive to the other and the orientation of their vector sum will rotate progressively, the phenomenon of Faraday rotation. The voltage induced in the linear antenna will therefore fluctuate in amplitude and phase periodically and show the effect seen in figure 6 if we follow the history of the voltage at one particular frequency through sucessive sweep samples.

If at one instant, the frequency is swept, the same Faraday rotation effect occurs, as is seen by following the history of the amplitude variation through one single frequency sweep. The rate at which fades occur, is governed by the relative rates of change of phase path of the two components.

2.1.4 Coherent bandwidth and pulse distortion

Fast swept frequency soundings provide information on the data rates that are practicable with coherent techniques such as direct sequence spread spectrum. Reference 12 discusses these factors in the light of the above experimental soundings.

Inspection of figure 6 shows that the polarization bandwidth, defined for this purpose as the bandwidth between -5 dB responses, varied between 1 MHz and 4 kHz. The largest coherent bandwidth was only observed in October and was due to the shallow fades - less than 5 dB - when the extraordinary F1 wave was attenuated relative to the only other component, the ordinary F2 wave. On most occasions, the maximum coherent bandwidth was of the order of 100-150 kHz. Such a maximum would be expected where the difference in phase path between ordinary and extraordinary modes passed through a minimum, giving a small relative rate of change.

A representation different from the coherent bandwidth parameter, but relatable to it is the pulse response. Figure 8 shows the response, at different frequencies, of the same channel to 1 µs pulses as deduced from the sweep frequency sounding of figure 5. This makes clear the time separation of the ordinary and extraordinary arrival pulses as the MUF is approached and the time spreading in the individual pulse components arising from the variation of group path across the bandwidth of the pulse.

2.1.5 System implications of path sounding data

Milsom and Slator (13), using a pulse amplitude impairment criterion in terms of the slope of the group time delay, $\dot{t}_g(f)$ (due to Sunde (14)), give as the limiting direct sequence spread bandwidtn, C_r = 1/(chip rate),

$$C_r = (a/\dot{t}_g(f))^{1/2}$$

where a = 1.5 for a 3 dB loss in signal-to-noise ratio, and the dot signifies differentiation with respect to frequency.

The authors quote a typical figure for $\dot{t}_g(f)$ of 200 µs/MHz for operation at 0.85 of the MUF at night over 500 and 1000 km paths under various ionospheric conditions. This value is in agreement with the values found in the above experiment. With this value the limiting chip rate is of the order of 87 k chips/s. Such a chip rate was used in the experimental modem developed by Schemel and Ince at SHAPE Technical Centre (15).

We note here that systems have been demonstrated, which measure the response of the channel and equalize this over a wider bandwidth than that achievable under the above criteria. At Mitre, Perry (7) has reported tests of a system designed to equalize an ionospheric channel over a 1 MHz bandwidth.

2.2 Noise

In addition to time varying dispersion, the HF channel is typically limited by additive noise and interference, where interference infers unwanted signals from other HF users. The linearity imperfections of the receiver (generating unwanted intermodulation and cross modulation), and reciprocal mixing terms, are not considered in this paper.

The ideal minimum noise level is the thermal noise level of the receiver, plus the thermal noise level of the antenna. However, at HF, external noise received by the antenna usually predominates, where the external noise consists of atmospheric, galactic, and man-made

noise. Figure 9 shows the relative levels of these noise sources as a function of frequency, as measured with a short, omni-directional, vertical antenna.

Figure 9 defines the noise level by F_a, the ratio of noise power P_n to the corresponding thermal noise power.

$$F_a = 10 \log_{10} \left\{ \frac{P_n}{kTb} \right\} \quad \text{dB}$$

Here k is Boltzmann's constant (1.38×10^{-23} J/K), T is the reference temperature (288K), and b is the noise bandwidth of the receiving system (Hz).

2.2.1 Atmospheric noise

The sources of atmospheric noise are lightning discharges throughout the world, typically travelling long distances by sky-wave paths. For a given thunderstorm activity, the atmospheric noise level received at a particular location depends on propagation conditions, and hence a diurnal variation, and longer term variations occur. Thunderstorm activity is highest in tropical regions, where the noise level may be 15 dB greater than for latitudes of 40^0, while in the Arctic region the noise may be 15-25 dB lower. Noise maps are given in CCIR Report 322, which also gives details of frequency and time dependence. Atmospheric noise is greatest at low frequencies, and relatively unimportant above 30 MHz.

Galactic noise originates from radio stars and the galactic halo, and may exceed the atmospheric noise level at frequencies above 10 MHz. At the surface of the earth, galactic noise is only observed when operating above the local vertical incidence critical frequency.

2.2.2 Man-made noise

Man-made noise generated by electrical equipment may be significant. This is essentially propagated by power cables or by ground waves, and can be substantially minimised by proper siting of the receiver.

Median values of man-made noise are shown in figure 9, as curves A to D, for business, residential, rural, and quiet rural areas respectively, where these areas are defined in CCIR Report 258. These curves correspond to measurements made in the U.S.A , and U.K. measurements indicate that D is appropriate for rural areas, and that the corresponding curves A and B are lower that those of figure 9.

Efforts have been made to model man-made noise, using Gaussian and Chi-square distribution functions, where the appropriate model is dependent on noise measurements made at the particular site. The models may be used to predict the probability that the short term signal-to-noise ratio for a given communication system exceeds the value required for successful communication, and are given in the same CCIR Report.

2.2.3 System implications

The properties of noise and its effect on communication systems are presented in CCIR reports 258, 322, 339 and 670 Also, CCIR Report 894 gives signal field strength prediction techniques, to enable received signal-to-noise ratios to be estimated, and system performances determined.

The received signal power P_r is given by

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L \quad \text{dBW}$$

where P_t is the transmitted power, G_t, G_r are the gains of the transmitting and receiving antennas respectively, and L is the path loss.

The main component of path loss is the free space loss, Ls, resulting from the divergence of the signal as it radiates from the transmitter, and ideally given by

$$L_s = 20 \log_{10} \left\{ \frac{c}{4\pi f d} \right\} \quad \text{dB}$$

where f is the radiated frequency, and d is the path length.

This is essentially the inverse square law of optics applied to radio transmission, and this ideal formula assumes that the atmosphere is uniform and non-absorbing, and that the earth is infinitely far away, or its reflection coefficient is zero In practice, the modifying effects of the earth and ionosphere need to be considered.

An important property of the detection of digital signals in additive white Gaussian noise, is that the probability of data bit error at the detector is ideally independent of signal bandwidth, which is a fundamental requirement when wideband signals are to be considered This property follows directly from the classical theory of matched filter or correlation detection.

However, different noise sources at HF have different statistical properties, and therefore will affect systems differently. For example, galactic noise may be assumed to be white Gaussian, whereas atmospheric noise is essentially impulsive, and Gaussian only at lower amplitude levels (17). Man-made noise is also often impulsive (18). Communication systems are usually designed to be near optimum in white Gaussian noise, and their performance in impulsive noise will depend on the particular signal processing used at the receiver. For example, a chirp system may be expected to be effective in impulsive noise, as the matched filter will give phase dispersion to such input signals, dispersing the impulses over longer time intervals and thus reducing their peak values.

2.3 Interference from other HF users

The HF spectrum formally extends from 3-30 MHz, and can ideally accommodate only about 10,000 separate voice channels. However, at any one time, propagation conditions do not permit this entire range of frequencies to be available for sky-wave communication.

Also, at night, the available sky-wave spectrum typically reduces relative to daytime, due to the fall in MUF, with increased occupancy at the lower frequencies. This is shown in the HF spectra of figure 10, which shows typical day and night winter spectra. At night, signal levels are higher due to the diminished D layer of the ionosphere, which is an absorption layer only.

Interference from other HF users can be a major cause of unreliable HF communication. As examples, Pierce has noted noted the effect of interference on data links operating over a 640 km path, and over a trans-Atlantic path (19). Also, a conclusive appreciation of the effects of interference was obtained from the extensive 'common user radio-transmission sounding' (CURTS) experiments on automatic frequency management, where the outages due to interference exceeded those due to propagation by a factor of five and accounted for as much as 25% of messages lost (20).

The ability to detect a data signal in interference depends on the ratio of the signal power to the interfering power, and on the similarity between the signal and the interference. A data signal of bandwidth F and duration T has 2FT independent values, and hence the dimensionality of the signal (and the freedom to make it different from other signals) is increased by increasing the bandwidth. This implies that wideband signals are less likely to be similar to noise and interference. However, wider bandwidths accept more interfering power, and in the absence of interference rejection filters at the receiver, the possible advantage of wideband systems at HF is unclear. The processing gain of the wideband signal may be insufficient to counter the total interference power.

Much effort has been given to the characterisation of time varying effects of the ionosphere, and also of noise, but less attention been given to the characterisation of spectral occupancy, although its importance is recognised (21,22). A long term programme is being undertaken in the U.K. to measure and analyse spectral occupancy across the entire HF spectrum (23,24), and this experiment and a resulting mathematical model for occupancy will be described briefly in the next section.

2.3.1 Occupancy measurements

The aim of the occupancy measurement programme is to provide data which may be used in conjunction with frequency predictions, to advise HF operators on the typical occupancy they may encounter, and how this may vary with threshold level, frequency, time, bandwidth, type of user allocation, and geographical location. Such information may also be useful to communication system designers, to HF/VHF ground wave users (who may then choose operating frequencies to avoid severe interference from sky-wave users), and also to study groups who are concerned with the determination of international frequency assignments.

Occupancy measurements are made twice yearly across the whole HF spectrum, approximately at the times of the winter and summer solstices, when the diurnal variation in the MUF is maximum and minimum, respectively. Such measurements have been made since 1982, and cover a wide range of sunspot numbers. The experimental site is a rural site in central England, and the antenna is an active, wideband, vertical monopole.

In the determination of occupancy for the different HF users, a communication receiver, operated without AGC, and having a bandwidth of 1 kHz, is stepped in 1 kHz increments through each ITU user defined allocation, spending one second at each increment

Each 1 kHz channel is defined as occupied at a particular threshold level if the average signal value exceeds the threshold in the one second observation period. The percentage of such channels occupied across each user allocation then defines the 'congestion' for that allocation.

The communication receiver is used in preference to a spectrum analyser, because the receiver filters are more selective, and a filter bandwidth of 1 kHz was chosen because it has been shown that congestion measurements are approximately independent for frequency separations greater than 1 kHz (22). The observation period is one second, to accommodate signal variations due to modulation and fading.

This measurement of congestion across the whole HF spectrum takes several hours, and therefore only results corresponding to the stable ionospheric conditions that occur at

about midday and midnight are taken. It had been verified previously that useful correlation of such congestion measurements exists for results separated by several days, as long as the comparison is made for equivalent times of day or night.

Table 1 lists the ITU frequency allocations (slightly simplified) and gives experimental values of congestion for the summer solstice of 1982. Results are given for five threshold levels (as measured at the antenna terminals of the receiver), where -107 dBm is equivalent to a received field strength of 2μV/m. For the night results, it is apparent that the lowest threshold (-117 dBm) intercepted the noise level at the lower part of the HF spectrum.

Congestion will be strongly dependent on the bandwidth of the measurement filter, and examples of this dependence have also been published (23).

The geographical area over which congestion measurements will be valid is not clear. Simultaneous measurements across the entire HF spectrum have been made at two sites in the U.K., separated by 120 km, with virtually identical values of congestion being achieved (25). Also, voice channel experiments have indicated that correlation of occupancy may extend to 500 km, and theoretical modeling has supported this (26).

2.3.2 A mathematical model for occupancy

An effort has been made to fit a mathematical model to the experimental occupancy data of the type presented in Table 1 (27). The measured values of congestion are values of probability, and must lie in the range 0 to 1. To ensure that the model gives values within this range, the following 'logit model', suggested by Dr P J Laycock of UMIST, has been used.

Congestion in ITU band k is given by $Q_k = \frac{e^{y_k}}{1+e^{y_k}}$ where $0<Q_k<1$

The index y_k is a function of the parameters on which occupancy may be expected to depend, such as time, frequency, bandwidth, threshold level, sunspot number, and geographical location. Extensive numerical analysis has resulted in the use of the following function.

$$y_k = A_k + B \times \{\text{threshold(dBm)}\} + (C_0 + C_1 \cdot f_k + C_2 \cdot f_k^2) \times \text{sunspot number} \qquad (1)$$

A_k has 95 values, corresponding to the 95 ITU allocations, B is a single coefficient to be multiplied by the threshold modulus, C_0, C_1, C_2 are coefficients in a quadratic expression for frequency, to be multiplied by the sunspot number, and f_k is the centre frequency (MHz) of each ITU allocation. There is no useful data for geographical location at present, except that the results apply to an area of at least 100 km radius. Also, bandwidth has not yet been included in the model, but is presently being considered. Hence the present model applies for a bandwidth of 1 kHz only.

The congestion results to be fitted were divided into 4 sets, corresponding to summer day, summer night, winter day, and winter night, such that 4 models were to be determined. Good fits have been achieved, but the fit for the lowest threshold -117 dBm is less accurate than for the higher thresholds, -107 dBm to -77 dBm. This may be due to the atmospheric noise occasionally rising above this threshold, and also because the adjacent 1 kHz observations may not be statistically independent.

Table 2 gives model coefficient values, for summer day congestion results, for 1982-1986. This model applies for the entire HF spectrum, and for threshold levels in the range -107 dBm to -77 dBm. As a measure of the accuracy of the fit for this particular model, of the measured values of congestion, 56% are given by the model to an accuracy for Q_k of ± 0.01, 91% to an accuracy of ± 0.05, and 98% to an accuracy of ± 0.1.

An operator at HF is likely to have little interest in the occupancy of the spectrum outside his particular type of user allocation. Hence, models have been determined for specific types of user, and have a slightly improved fit to the measured values corresponding to those particular allocations. For example, the fixed user has 48 allocations in which operation is permitted on a primary or secondary basis. A model of the type defined in equation 1 would thus have 48 frequency allocation terms, plus threshold and sunspot coefficients.

During 1989, a dedicated system for the measurement of HF spectral occupancy was installed at the Department of Trade and Industry Monitoring Station at Baldock, U.K. A similar installation has been made at Linköping in Sweden. The mathematical models continue to be developed, and will be fitted to the data from both sites.

2.3.3 Interference parameters

The previous congestion values were measured with a bandwidth of 1 kHz, and averaged over ITU frequency allocations There is also a need for finer resolution measurements, to give an insight into the detail of the interference spectra in which HF systems have to operate.

An example of a 50 kHz wide night spectrum, measured with a resolution of 100 Hz, is shown in figure 11. The statistical properties of many such spectra have been studied, and parameters defined which provide a basis for determining the performance of digital

communication systems in the presence of interference (22). Congestion values have been determined, in this case for a measurement bandwidth of 100 Hz, and a single threshold of -125 dBm. This threshold intercepted almost all the interfering signals, and yet was significantly above the noise level.

Examples of such congestion values, taken over a one week period within frequency allocations for 'fixed' users, are summarized in table 3. A high value of congestion is typically Q≥0.5. It is evident that congestion was consistently high at dusk and night as indicated by the low value of standard deviation with respect to the mean. It was less at dawn, and at frequencies near the OWF during day, and least at daytime at frequencies well below the OWF, where the non-OWF frequency indicated is halfway between the OWF and the LUHF, for 1000 km range. This latter point suggests that it may be better to operate below the OWF during the day, and accept some loss in propagation quality in exchange for less interference from other users.

2.3.4 Relevance to data transmission

The parameter congestion, Q, may be used to determine the probability of HF signals avoiding interference, assuming that such signals may be placed anywhere within each 50 kHz spectrum examined. Since the spectral measurements were made with a resolution bandwidth of 100 Hz, the analysis is directly applicable to narrowband data signals (keyed at 50 - 100 bauds) which use such bandwidths.

For example, the probability of finding a 100 Hz bandwidth for slow rate differential phase shift keying (DPSK), where the interference is less than -125 dBm, is simply equal to 1-Q. This is defined as the availability of the signal. Similarly, for FEK, where the frequency shift exceeds 1 kHz, which is sufficient frequency separation for the tones to be affected independently by interference, the availability is $(1-Q)^2$. For FEK with a frequency shift much less than 1 kHz, the tones will not be affected independently by interference, and the availability is approximately 1-Q, as for DPSK.

3 EXPERIMENTAL HF WIDEBAND SYSTEMS

Examples of two digital communication systems are given, one a frequency hopping (FH) modem, and the other a chirp modem. Both operate at low data rates, and were designed to give reliable operation in the presence of frequency selective fading, noise, and severe interference from other HF users, without the use of a control link from the receiver to the transmitter. Also, HF wideband radar techniques are discussed.

3.1 An adaptive frequency hopping modem

As an introduction to the design of an HF wideband frequency hopping modem, the application of the parameter congestion, Q, has been extended to the availability of robust signal formats with a high level of frequency diversity. For example, the signal format of figure 12 contains M FEK signals, representing M signals in frequency diversity. The frequency separation between the diversity components is 1 kHz, and the frequency shift for each component is small. The probability that at least two diversity components will be received free of interference is given by

$$P(2,M) = 1 - Q^M - M(1-Q)Q^{M-1}$$

The significance of at least two diversity components being interference free is that frequency diversity is preserved, and protection achieved against frequency selective fading, after the interfered tones are rejected. For M = 6 and Q = 0.5, P(2,6) = 0.9, inferring a 90% availability in severe congestion.

Thus a signal format which may be expected to operate well in interference could comprise 6 narrow-shift FEK pairs, with 1 kHz separation between adjacent pairs. Narrow-shift noncoherent FEK is preferred to DPSK because it is easier to implement, and more robust in operation.

To obviate the problem of total signal loss in severe and unfortunately structured interference, the 6 tone pairs may be hopped in frequency. The signal format will then encounter the average congestion value across the hopping bandwidth. If the tone pairs are hopped as a single group, then a 6 kHz hop in carrier frequency would ensure uncorrelated interference conditions, and the use of forward error correcting codes would protect data on hops where 5 or 6 tone pairs may be lost.

It is important that severe interference is not permitted to enter the decision circuit of the detector. This may be achieved by the use of a second receiver which 'looks ahead', examining the interference spectrum on each hop, immediately prior to transmission occuring on that hop. If severe interference is found to coincide with the frequencies of any of the diversity components, then those components are rejected and the data decision is based only on the remaining components, when data is subsequently received on that hop.

3.1.1 Theoretical diversity performance

The theoretical performance of a square-law combiner has been derived for binary noncoherent

FEK in slow Rayleigh fading and white Gaussian noise, the probability of error being given by (28)

$$Pn(M) = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{(2M-1)!(-1)^m}{(M-1)!(M-1-m)!m!(M+m)} (2+x)^{-M-m}$$

where M is number of diversity branches, and x is long-term average normalised signal-to-noise ratio per diversity branch.

The analysis may be extended to the sixth order diversity excision detector. This includes the effect of interference, and gives the probability of error after excision as (29)

$$Pe(6) = 0.5Q^6 + 6(1-Q)\,Q^5\,Pn(1) + 15(1-Q)^2\,Q^4\,Pn(2)$$
$$+ 20(1-Q)^3\,Q^3\,Pn(3) + 15(1-Q)^4\,Q^2\,Pn(4)$$
$$+ 6(1-Q)^5\,Q\,Pn(5) + (1-Q)^6\,Pn(6)$$

This is plotted for various values of congestion in figure 13, and represents an analytical solution for error rate in the presence of noise, selective fading, and interference. While it may be necessary to operate with 6 channels for Q = 0.5, lower redundancy is acceptable at lower congestion. For Q = 0.1, for example, dual diversity is sufficient, and hence, still using 6 FEK channels, the data rate may be increased by a factor of 3. It is thus possible to operate with a data rate chosen relative to the severity of interference, where the average value of congestion across the hopping bandwidth is predictable.

3.1.2 FH modem link tests

A frequency hopping modem with 6 FEK channels has been tested at low power on an 800 km sky-wave HF link, when it was compared with a standard narrowband FEK system (75 bauds keying rate, single tone pair, 850 Hz frequency shift) (30). Messages of about 2000 bits were transmitted alternately via the standard FEK modem, and via the frequency hopper. The hopper used 30 hops, each representing a 6 kHz increment in carrier frequency, and of duration 1s. The sixth-order diversity format was thus incremented uniformly once only across a total bandwidth of 180 kHz during the message transmission. This is a simple hopping pattern, but the hopping parameters are essentially arbitrary.

Figure 14 shows a night spectrum during the link tests. The FH signal is indicated (with an interfering carrier within its own bandwidth). This defines the first hop position, and the remainder of the spectrum shown is the hopping bandwidth. It can be seen that the FH signal level is about 40 dB below the interference peaks, but useful operation could be achieved under such severe conditions.

The hopper has a different type of performance to that of the standard FEK signal. In particular, the standard FEK signal tends to have good performance in the absence of significant interference, and very poor performance in the presence of severe interference. The hopper, on the other hand, always encounters interference within its hopping bandwidth, so that even under low congestion conditions, it generally has a finite error rate. Under high congestion conditions, the hopper cannot encounter severe interference for the whole message and tends to have an increased, but still low, error rate. This type of performance is illustrated in the example of results shown in figure 15. This plots the error count for each 2000 bit message against number of messages for both the standard FEK system and for the hopper, over a specimen two hour period. The FEK messages and hopping messages were alternated in time, and were transmitted at an equal average power.

Forward error correcting codes are particularly effective on the hopping format. This is because the error rate is not typically very high, and also because the duration of a typical error burst is known, being equal to the hopping period. Excellent improvement has been achieved using the Golay(23,12,3) code, in which each codeword is 23 bits long, contains 12 information bits, and can correct 3 errors. In the application of this code, interleaving was used so that not more than 1 bit from each codeword appeared on each hop, to give maximum protection (30).

Thus signal design for the adaptive FH modem has been derived by using elementary parameters of HF interference. The link test has confirmed that the adaptive hopper offers a method of achieving useful communication under extremely severe interference conditions, without the use of a control link. The frequency diversity also offers good performance in fading

3.2 An adaptive chirp modem

A further modem uses the differential phase shift keying (DPSK) of swept frequency chirp signals across a bandwidth of 2.7 kHz, with a keying rate of 75 bauds (31). In absolute terms this is not a wideband signal, but the bandwidth is large when related to the data rate, and the system principles are relevant to systems of much wider bandwidths.

The DPSK format and detector are shown in figure 16 The detector includes an adaptive filter which can selectively reject parts of the signal spectrum. This is followed by a conventional matched filter for the chirp signal, which in turn is followed by the differential phase measurement.

The detector also includes an interference assessor, which measures interference levels in each of 15 contiguous sub-channels, spread uniformly across the swept bandwidth. Sub-channels containing severe interference are then omitted from the adaptive filter response, thus suppressing the interference and the corresponding parts of the chirp signal spectrum. However, in severe interference, the signal-to-interference ratio will be enhanced, and thus the rejection will reduce the error rate when the power-spectral-density of severe interference within the swept bandwidth is significantly non-uniform.

In the initial implementation of the chirp detector of figure 16, the interference assessment was achieved prior to chirp signal transmission, and the rejection configuration remained unchanged during the 2000 bits of each chirp message. The system used finite impulse response transversal filters to achieve rejection and matched filter operations. An example of an experimental rejection response is shown in figure 17, together with the corresponding compressed pulse waveform. The filter without rejection, and corresponding compressed pulse, are also included for comparison. The effect of the notches is to disperse the energy of the compressed pulse. However, this dispersion is generally not severe, and is typically accommodated in the integration window at the multiplier output of the differential phase detector of figure 16; intersymbol interference is thus avoided. Also, the time resolution of the system enables multipath components to be resolved, and summed on a power basis by the integrator, before the data decisions are taken.

3.2.1 Chirp modem link tests

The system has been tested over a 170 km sky-wave HF link, in which chirp messages of 2000 bits were alternated with FEK messages. The FEK detector incorporated no interference rejection, and the received chirp signals were detected both with and without rejection.

Without rejection, the overall chirp performance was worse than that of FEK. This is because the processing gain of the chirp signal was too small to give useful rejection of typical interfering signals falling within its bandwidth. With rejection, the overall performance of the chirp system was better than that of FEK. The field trial results are given as accumulative error curves, an example of which is given in figure 18. This shows the total number of errors against number of messages received for a 2 hour test period. The system having the best performance is that which possesses the longest, and lowest, curve. Only messages for which frame synchronisation was obtained from the received signal, are taken into account in figure 18, and the curve corresponding to the chirp system without interference rejection is shorter than the curve which includes rejection, by the number of messages for which synchronisation was lost. The transmitter power was almost always less than 1 W, and occasionally as low as 20 mW.

In addition, the adaptive filter response is indicated for each message, by a chart below the error curves, and which follows the same time scale as the error curves. The interference occupancy pattern is often remarkably stable with time, with virtually identical rejection patterns being determined for periods up to 2 hours. However, this is not always the case, and the example of figure 18 shows more variable interference conditions, when more frequent assessment of the interference and more frequent updating of the adaptive filter would be advantageous.

Important improvements which have been realised are the continuous assessment of the in-band interference during chirp signal reception and the continuous updating of the adaptive rejection filter, and a choice of data rates of 75, 150, 300 or 600 bits/sec. Also, the complete detector of figure 16 has been implemented on the Texas TMS320C25 digital signal processing chip.

3.3 HF wideband radar techniques

HF radar systems using pulse (32), FMCW (33,34), FMICW (35) and pulse compression (36) have been extensively reported and two useful surveys are available (37,38). All the reported systems use a bandwidth comparable with that needed to achieve the desired range resolution, which may be regarded as the minimum bandwidth necessary to achieve a required performance The use of a wider bandwidth than this may be considered as definition of spread spectrum The USSR 'Woodpecker' HF radar appears from listener's reports to use a form of coded pulse transmission, but this also is probably used to achieve the wanted range resolution combined with high pulse energy, as with the very high power level, concealment is not practicable.

The use of spread spectrum techniques in HF radar is severely constrained by the requirement to achieve a high degree of sub-clutter visibility in order to see aircraft or ship targets which are 10's of dB below the clutter power from land and sea.

The two available techniques for detecting small targets in the presence of clutter depend respectively on:

1 Achieving high Doppler resolution by long dwell times, thus separating clutter and target by using the difference in their velocities, or

2 Reducing the size of the radar resolution cell by narrow antenna beams and/or high range resolution, thus reducing the clutter amplitude.

Unfortunately, the first technique requires a coherent dwell on a single frequency of seconds for aircraft detection, or tens of seconds for ship detection, which greatly limits the hopping speed of conventional frequency agile strategies which do not seek to preserve phase coherence between hops. This constrains the ability to evade a jammer.

The second technique, reducing the resolution cell size, looks initially more attractive, since it implies spread spectrum and achieves increased range accuracy of the radar in target location. An HF, radar typically operates with a bandwidth of 5-20 kHz, as governed by frequency allocations and spectral congestion; this implies a range resolution of 30-7.5 km, large by microwave radar standards. The difficulties with adopting a wide bandwidth are:

1 To achieve compression, the coherent bandwidth of the channel must embrace the full spread bandwidth (and we have seen in section 2.1.4 that Faraday rotation sets a limit to this).

2 In the congested spectral environment of the HF band, the transmission is likely to cause interference to other users.

3 Consequent on the congestion, an adequate signal may not be recovered after compression.

Basler and Scott (36) reported successful compression with a bandwidth of 100 kHz, giving a range resolution of 10 μs, which agrees with the order of bandwidth found experimentally in section 2.1.4.

There is probably scope for further development here, but the limitations set by Faraday rotation must be borne in mind. In this connection it is interesting to speculate whether the equalization techniques reported by Perry (Section 2.1.5) have any application to radar. Equalization over the area of a resolution cell in which the path lengths vary by many wavelengths, will, however, be more difficult than equalization over a point-to-point link.

We also reflect that the requirement in an HF radar frequency hopper, mentioned above, of a minimum coherent dwell time per hop (governed by the required Doppler resolution), may not be fundamental. If the transmitter generates, and the receiver is matched to a coherent frequency agile pattern, there is no fundamental difference from a repetitive chirp technique with the same total dwell. Frequency hopping receivers normally treat the received signal on different frequencies independently, but they could be processed coherently, if the coherent bandwidth of the medium permits this.

It is of interest to mention, in conclusion, one technology which, in effect, uses a wider bandwidth than that necessary to achieve the final range resolution; it may therefore be regarded as a spread spectrum system, though not devised for the normal application of spread spectrum (concealment and/or anti-jamming). Some sea-state sensing radars (33) utilise a large FMCW swept bandwidth, yielding a small range-resolution cell. Doppler power spectra are derived for each of a group of cells, and these spectra are then averaged together to yield a single spectrum with a reduced variance, permitting sea-state measurements (39) of improved accuracy. The averaged Doppler spectrum characterises a larger range resolution cell than the original, so that the radar is using a wider bandwidth than that corresponding to its final resolution.

4 REFERENCES

1 'Spread spectrum communications', Lecture series 58, AGARD, July 1973.

2 Dixon, R.C., 'Spread spectrum techniques', John Wiley, New York, 1976.

3 Dixon, R.C.(Ed), 'Spread spectrum techniques', IEEE Press, 1976.

4 Gerhardt, L.A. and Dixon, R.C., 'Special issue on spread spectrum communications', Trans IEEE, COM-25, August 1977.

5 Simon, M.K., Omura, J.K., Scholtz, R.A. and Levitt, B.K., 'Spread spectrum communications', Computer Science Press, volumes 1 to 3, 1985.

6 Scholtz, R.A., 'The origin of spread spectrum communication', Trans IEEE, COM-30, Part 1, May 1982, pp 822-854.

7 Perry, B.D., 'Megahertz bandwidth HF skywave communication techniques', IEE Conf. Publ. 206, 1982, pp 91-95.

8 Shepherd, R.A. and Lomax, J.B., 'Frequency spread in ionospheric radio propagation', Trans IEEE, COM-15, No 2, April 1967, pp 268-275.

9 Bradley, P.A., Bramley, E.N., Sandham, W.A., Shearman, E.D.R. and Theodoridis, S., 'Skywave radar sea sensing: effects of ionospheric movement and propagation geometry', Int.J. Remote Sensing, Vol 3, No 4, 1982, pp 373-382.

10 Humphrey, J.A. and Gibson, A.J., 'Doppler analysis of backscatter radar returns for HF propagation studies', IEE Conf. Publ. 248, ICAP85, April 1985, pp 505-509.

11 Bello, P.A., 'Characterisation of randomly time-variant linear channels', Trans IEEE, CS-11, December 1963, pp 360-393.

12 Salous, S. and Shearman, E.D.R., 'Wideband measurements of coherence over an HF skywave link and their implication for spread spectrum communication', Radio Science, vol 21, No 3, May-June 1986, pp 463-472.

13 Milson, J.D. and Slator, T., 'Consideration of factors influencing the use of spread spectrum on HF skywave paths', IEE Conf. Publ. 206, 1982, pp 71-75.

14 Sunde, E.D., 'Pulse compression by AM, FM and PM in the presence of phase distortion', BSTJ, 40, 1961, pp 353-422.

15 Schemel, R.E. and Ince, A.N., 'An experimental modem for HF channels using spread spectrum and block coding', AGARD Conf. Proc. CP-244(34), 1978.

16 Maslin, N., 'HF communication: a systems approach', Pitman, 1987, p 101.

17 Spaulding, A.D., 'Atmospheric noise and its effects on telecommunication systems performance', CRC Handbook of Atmospherics, V-l 1, Hans Volland (Ed), 1982, pp 289-355.

18 Hagn, G.H., 'Man-made noise', CRC Handbook of Atmospherics, Vol 1, Hans Volland (Ed), 1982, pp 329-355.

19 Pierce, A.W., Barrow, B.B., Goldberg, B. and Tucker, J.R., 'Effective application of forward acting error control coding to multichannel HF data modems', Trans IEEE, COM 18, 1970, pp 281-294.

20 Papers on Common User Radio Transmission Sounding (CURTS) by the staff of SRI, Menlo Park, California, Proc National Electronics Conference, Chicago, 1968.

21 Special issue of Trans IEEE on Spectrum Management, EMC-19, No 3, 1977.

22 Gott, G.F. and Dutta, S., 'Analysis of HF interference with applications to digital communications', Proc IEE, Vol 130, Part F, No 5, 1983, pp 452-458.

23 Gott, G.F., Wong, N.F. and Dutta, S., 'Occupancy measurements across the entire HF spectrum', AGARD Conf. Publ. 332, 1982, pp 32-1 to 32-13.

24 Wong, N.F., Gott, G.F. and Barclay, L.W. 'HF spectral occupancy and frequency planning', Proc IEE, Vol 32, Part F, No 7, 1985, pp 548-557.

25 Ray, A.R. 'HF spectral occupancy', Ph.D. Thesis, UMIST, 1986.

26 Dutta, S. and Gott, G.F., 'Correlation of HF spectra with range', Proc IEE, Vol 128, Part F, No 4, 1981, pp 193-202.

27 Gott, G.F., Laycock, P.J., Ray, A.R. and Morrell M., 'Experimental observations of spectral occupancy at HF', AGARD Conf. Publ. 420, 1987, pp 7-1 to 7-8.

28 Pierce, J.N., 'Theoretical diversity improvement in frequency shift keying', Proc IRE, Vol 46, 1958, pp 903-910.

29 Doany, P. and Gott, G.F., 'Theoretical performance of an adaptive frequency hopping modem at HF', Proc IEE, Vol 133, Part F, No 5, 1986, pp 470-475.

30 Wong, S.W., 'A frequency hopping modem at HF', Ph.D. Thesis, UMIST, 1985.

31 Darbyshire, E.P. and Gott, G.F. , 'Robust data transmission at HF', IERE Int. Conf. Publ. 68, 1986.

32 Headrick, J.M. and Skolnik, M.I., 'Over the horizon radar in the HF band', Proc IEEE Special Issue: 'Modern radio technology and applications', Vol 62, 1974, pp 660-687.

33 Washburn, T.W., Sweeney L E Jr, Barnun J R and Savoli W B, 'Development of HF skywave radar for remote sensing applications', AGARD Conf. Proc. No. 263, 1979, pp 32-1 to 32-17.

34 Earl, G.F. and Ward, B.D., 'Frequency management support for remote sensing using the Jindalee skywavr radar', IEEE J. Oceanic Eng., OE-11, 1986, pp 164-173.

35 Shearman, E.D.R. and Moorhead, M.D., 'Pisces: a coastal ground-wave HF radar for current, wind and wave mapping to 200 km ranges', Proc. Int. Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS'88, Guyenne T.D. and Hunt J.J. (Eds), ESA Publication Division, ESA SP-284, pp 773-776.

36 Basler, R.P. and Scott, T.D., 'Ground backscatter observed with high resolution oblique sounders', Radio Science, vol 7, No 2, 1972, pp 239-243.

37 Croft, T.A., 'Sky-wave backscatter: a means of observing our environment at great distances', Rev. of geophysics and space physics, vol 10, 1972, pp 73-155.

38 Shearman, E.D.R., 'Over the horizon radar', Chapter 5 in Modern Radar Techniques, M.J.B. Scanlan (Ed), Collins, 1988, pp 220-240.

39 Wyatt, L.R., 'Progress in the interpretation of sea echo: HF radar as a remote sensing tool', Proc IEE, vol 137, Part F, no 2, 1990, pp 139-147.

5 ACKNOWLEDGEMENTS

Dr Gott thanks the U.K. Ministry of Defence, and the U.K. Science and Engineering Research Council, for supporting parts of this work. The technical contributions of Dr P J Laycock, and former UMIST research students are acknowledged.

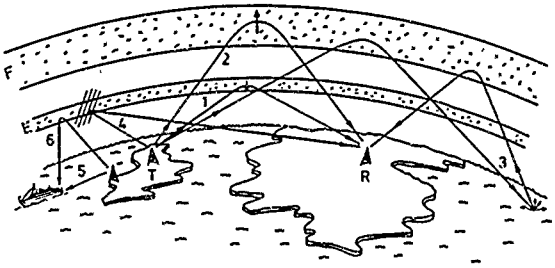


Figure 1a Multipath and Doppler shift in HF communication.

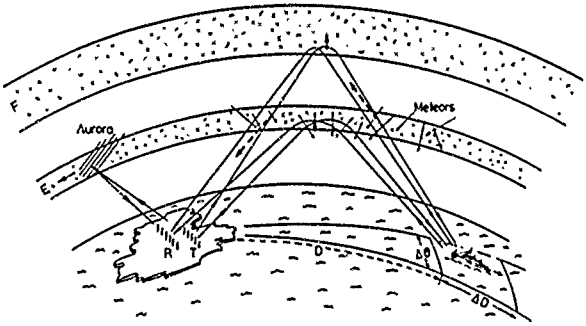


Figure 1b Multipath and Doppler shift in HF radar.

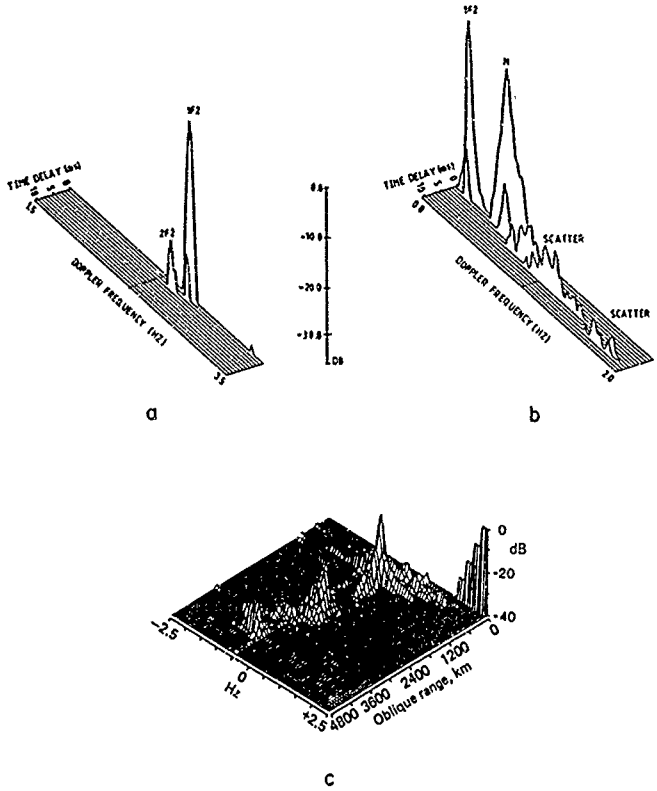


Figure 2 Examples of delay/Doppler scattering functions.

(a and b) 700 km point-to-point, 6.8 MHz, night-time. Doppler and time scales with reference to arbitrary zeros.

a Quiet ionosphere, 1 hop F2 and 2 hop F2.

b Disturbed ionosphere, 1 hop F2 and 1 hop F2 + 1 hop E (N).

c HF radar, 6.8 MHz, azimuth 100° from U.K., 0300 UT. 1 hop E at 600-1200 km range, 1 hop F at 2000-2600 km, and 2 hop F at 3600-4200 km (Doppler shifted -1 Hz). Meteor echoes at 300-600 km. Note that 150 km of range is equivalent to 1 ms delay.

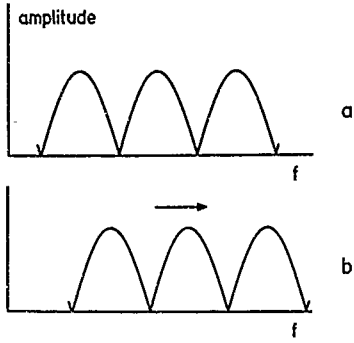


Figure 3 Amplitude versus frequency response for a 2-path channel, indicating movement of response along the frequency axis due to selective fading.

(Equal amplitude signals are assumed here).

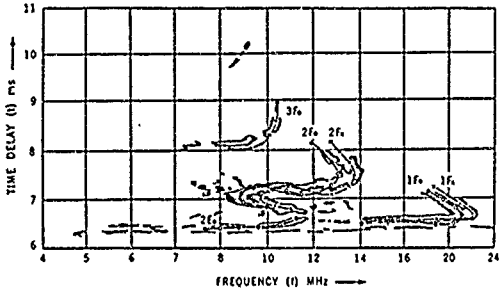


Figure 4 Winter daytime oblique ionogram taken over the path St. Kilda to Townsville (Australia).

Also shown is the synthetic ionogram derived by ray tracing the mid point profile (after George, JAPT, 32, 1970, p 910).

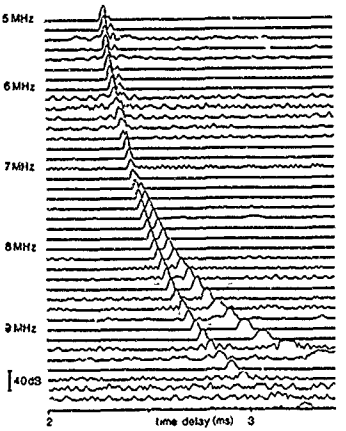


Figure 5 Received 'ionograms' showing amplitude versus delay for 125 kHz segments, the segments being obtained from a single continuous sweep (reference 12).

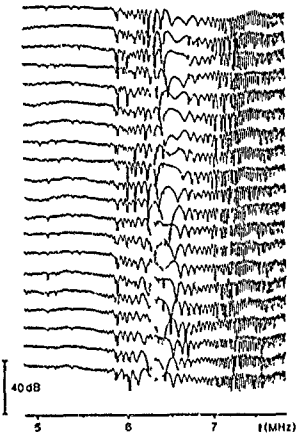


Figure 6 Amplitude versus frequency response for a 234 km sky-wave link.

Single hop F2 propagation is selected. The dominant selective fading is due to polarization interference, and the gaps correspond to broadcast stations gated out in processing. Sweeps made at 10 s intervals (reference 12).

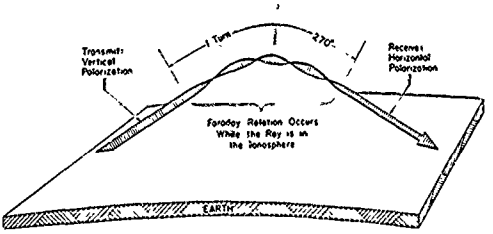


Figure 7 Illustrating Faraday rotation (after Croft (37)).

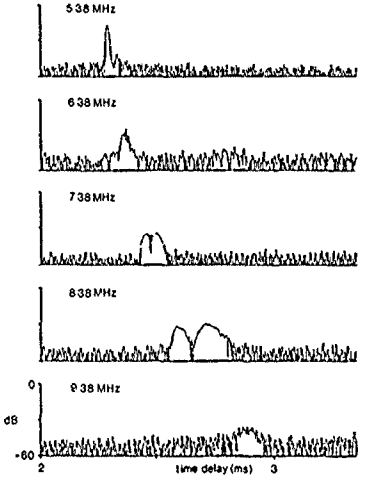


Figure 8 Derived pulse distortion which would be experienced by a 1μs pulse versus frequency, for the sweep of figure 5 (reference 12).

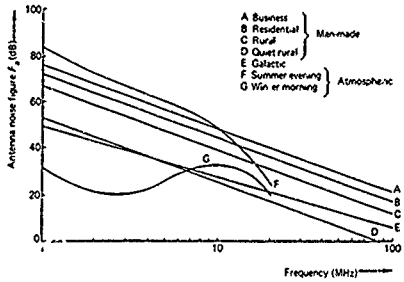


Figure 9 Variation of external noise power with frequency (after Maslin (16) after CCIR).

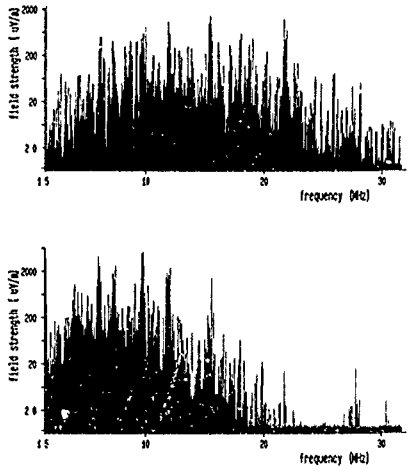


Figure 10 Examples of HF spectra (resolution 1 kHz)

a Winter day

b Winter night

	FREQUENCY RANGE (MHz)	USER	DAY CONGESTIONS (%) -117dBm	-107dBm	-97dBm	-87dBm	-77dBm	NIGHT CONGESTIONS (%) -117dBm	-107dBm	-97dBm	-87dBm	-77dBm
1	1 808 - 1 810	FIXED/MOBILE	17	3	0	0	0	100	80	17	0	0
2	1 810 - 1 850	AMATEUR	12	2	0	0	0	100	85	15	0	0
3	1 850 - 2 045	FIXED/MOBILE	5	3	1	0	0	100	75	18	4	0
4	2 045 - 2 300	FIXED/MOBILE	7	1	0	0	0	98	78	21	3	1
5	2 300 - 2 500	FXD /MOB /BCST	5	1	0	0	0	100	90	26	2	1
6	2 500 - 2 850	FIXED/MOBILE	10	3	1	0	0	100	94	55	11	5
7	2 850 - 3 155	AEROMOBILE	4	1	0	0	0	100	91	38	8	2
8	3 155 - 3 200	FIXED/MOBILE	9	2	0	0	0	100	87	57	17	2
9	3 200 - 3 400	FXD /MOB ,BCST	5	0	0	0	0	100	97	60	30	2
10	3 400 - 3 500	AEROMOBILE	3	2	2	2	0	100	92	46	13	6
11	3 500 - 3 800	FXD /MOB /AMTR	10	6	1	0	0	100	93	77	34	5
12	3 800 - 3 900	FIXED/MOBILE	17	7	0	0	0	100	97	71	36	15
13	3 900 - 3 950	AEROMOBILE	10	2	0	0	0	100	96	61	18	4
14	3 950 - 4 000	FIXED/BROADCAST	2	0	0	0	0	100	100	94	76	53
15	4 000 - 4 438	MARITIME MOBILE	15	7	3	1	0	100	97	83	32	18
16	4 438 - 4 650	FIXED/MOBILE	18	10	4	1	0	100	98	87	42	17
17	4 650 - 4 750	AEROMOBILE	15	5	2	0	0	100	90	29	11	2
18	4 750 - 5 000	FXD /MOB /BCST	14	7	1	0	0	100	95	84	35	13
19	5 000 - 5 480	FIXED/MOBILE	22	10	4	2	0	100	96	81	38	19
20	5 480 - 5 730	AEROMOBILE	8	3	1	0	0	100	89	35	10	3
21	5 730 - 5 950	FIXED/MOBILE	19	10	6	1	0	100	95	67	43	21
22	5 950 - 6 200	BROADCAST	63	41	23	8	2	100	100	93	75	51
23	6 200 - 6 525	MARITIME MOBILE	30	21	13	6	2	100	97	82	55	19
24	6 525 - 6 765	AEROMOBILE	19	5	1	0	0	100	93	48	10	4
25	6 765 - 7 000	FIXED/MOBILE	28	15	8	1	0	100	93	47	26	12
26	7 000 - 7 100	AMATEUR	47	21	8	1	0	100	93	53	33	6
27	7 100 - 7.300	BROADCAST	43	27	10	3	1	100	97	74	51	31
28	7 300 - 7 800	FIXED/MOBILE	20	10	3	1	0	100	95	58	28	15
29	7 800 - 8.195	FIXED/MOBILE	31	18	8	4	0	100	90	57	26	13
30	8 195 - 8 500	MARITIME MOBILE	24	11	5	1	1	100	92	52	29	13
31	8 500 - 8 815	MARITIME MOBILE	47	26	14	7	3	100	97	83	41	20
32	8 815 - 9 040	AEROMOBILE	20	5	0	0	0	100	84	33	14	6
33	9 040 - 9 500	FIXED	38	18	9	3	1	100	84	45	26	10
34	9 500 - 9 900	BROADCAST	67	43	24	11	4	100	93	92	79	49
35	9 900 - 10 000	FIXED	18	8	5	0	0	100	73	42	20	10
36	10 000 - 10 130	AEROMOBILE	53	19	6	4	1	100	80	33	16	10
37	10 130 - 10 150	FIXED/AMATEUR	80	45	25	10	6	100	94	85	47	24
38	10 150 - 10 600	FIXED/MOBILE	70	33	17	10	4	100	91	49	24	11
39	10 600 - 11 175	FIXED/MOBILE	67	27	12	8	3	100	83	33	19	7
40	11 175 - 11 400	AEROMOBILE	50	12	5	3	1	100	42	12	4	1
41	11 400 - 11 650	FIXED	70	31	16	8	2	100	80	53	25	15
42	11 650 - 12 050	BROADCAST	90	64	47	26	14	100	98	88	80	58
43	12 050 - 12 230	FIXED	82	50	24	11	5	100	88	60	35	16
44	12 230 - 12 730	MARITIME MOBILE	57	27	14	6	1	98	49	25	11	4
45	12 730 - 13 200	MARITIME MOBILE	68	34	20	9	3	95	52	31	15	6
46	13 200 - 13 360	AEROMOBILE	47	14	2	1	0	81	25	11	4	1
47	13 360 - 13 400	FIXED/MOBILE	68	37	22	11	4	89	37	20	11	6

Table 1a Congestion values July 1982

	FREQUENCY RANGE (MHz)	USER	DAY CONGESTIONS (%) -117dBm	-107dBm	-97dBm	-87dBm	-77dBm	NIGHT CONGESTIONS (%) -117dBm	-107dBm	-97dBm	-87dBm	-77dBm
48	13 600 - 13 800	BROADCAST	68	32	21	9	1	77	38	17	8	1
49	13 800 - 14 000	FIXED/MOBILE	60	30	17	6	2	73	15	6	2	1
50	14 000 - 14 350	AMATEUR	55	28	7	2	0	89	46	22	7	1
51	14 350 - 15 000	FIXED/MOBILE	49	23	11	4	1	73	29	14	5	1
52	15 000 - 15 100	AERONOBILE	57	31	10	4	1	97	63	32	7	5
53	15.100 - 15 600	BROADCAST	96	80	55	33	16	96	78	52	33	16
54	15 600 - 16 000	FIXED	54	32	18	9	2	31	17	9	4	1
55	16 000 - 16.360	FIXED	55	34	18	8	1	28	14	8	2	1
56	16 360 - 16 860	MARITIME MOBILE	28	11	3	1	0	13	7	2	1	0
57	16 860 - 17 410	MARITIME MOBILE	47	21	10	3	0	24	12	4	1	0
58	17 410 - 17 550	FIXED	44	21	8	5	1	4	1	0	0	0
59	17 550 - 17 900	BROADCAST	88	70	46	28	13	53	32	17	7	2
60	17.900 - 18 030	AERONOBILE	25	9	4	2	1	12	4	2	0	0
61	18 030 - 18 068	FIXED	28	10	5	5	0	3	0	0	0	0
62	18.068 - 18.168	AMATEUR	29	18	7	0	0	9	4	0	0	0
63	18 168 - 18 780	FIXED	34	18	8	4	1	4	2	0	0	0
64	18 780 - 18 900	MARITIME MOBILE	37	23	11	2	1	3	0	0	0	0
65	18 900 - 19 300	FIXED	18	7	1	0	0	8	3	1	0	0
66	19 300 - 19 680	FIXED	23	6	2	1	0	5	1	1	1	1
67	19 680 - 19 700	MARITIME MOBILE	18	7	2	0	0	12	6	1	0	0
68	19 800 - 20 000	FIXED	21	7	3	2	1	7	4	1	0	0
69	20 000 - 20.500	FIXED/MOBILE	13	6	3	1	0	24	10	5	1	0
70	20 500 - 21.000	FIXED/MOBILE	10	4	1	0	0	2	1	0	0	0
71	21 000 - 21 450	AMATEUR	14	2	1	0	0	5	1	0	0	0
72	21 450 - 21 870	BROADCAST	71	48	29	16	7	19	8	4	1	0
73	21 870 - 22 000	AERONOBILE	11	2	2	0	0	2	0	0	0	0
74	22 000 - 22 400	MARITIME MOBILE	17	7	1	0	0	1	0	0	0	0
75	22 400 - 22 855	MARITIME MOBILE	15	8	2	0	0	2	0	0	0	0
76	22 855 - 23 000	FIXED	9	4	1	1	0	8	1	0	0	0
77	23 000 - 23 200	FIXED/MOBILE	5	2	0	0	0	0	0	0	0	0
78	23 200 - 23 350	AERONOBILE	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
79	23 350 - 24 000	FIXED/MOBILE	2	1	0	0	0	4	1	0	0	0
80	24 000 - 24 500	FIXED/MOBILE	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
81	24 500 - 24 890	FIXED/MOBILE	2	1	0	0	0	1	0	0	0	0
82	24 890 - 25 000	AMATEUR	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
83	25 000 - 25 210	MARITIME MOBILE	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0
84	25 210 - 25 550	FIXED/MOBILE	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
85	25 550 - 25 870	RADIO ASTRONOMY	2	1	0	0	0	0	0	0	0	0
86	25 870 - 26 100	BROADCAST	3	2	0	0	0	0	0	0	0	0
87	26.100 - 26 175	MARITIME MOBILE	3	0	0	0	0	0	0	0	0	0
88	26 175 - 26 500	FIXED/MOBILE	3	1	0	0	0	0	0	0	0	0
89	26 500 - 27 000	FIXED/MOBILE	9	2	0	0	0	1	0	0	0	0
90	27 000 - 27.500	FIXED/MOBILE	22	6	0	0	0	12	4	1	0	0
91	27 500 - 28 000	FXD /MOB /METR	19	3	0	0	0	38	18	5	2	1
92	28 000 - 28 500	AMATEUR	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
93	28 500 - 29 000	AMATEUR	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
94	29 000 - 29 700	AMATEUR	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
95	29 700 - 30 000	FIXED/MOBILE	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Table 1b Congestion values July 1982

Congestion in ITU band k is given by $Q_k = \frac{e^{y_k}}{1+e^{y_k}}$ where $0 < Q_k < 1$

$y_k = A_k + B \times \{threshold(dBm)\} + (C_0 + C_1 \cdot f_k + C_2 \cdot f_k^2) \times$ sunspot number

k	A_k	k	A_k	k	A_k
1	-13.585664	33	-11.919495	65	-13.546634
2	-14.733032	34	-10.289421	66	-13.993226
3	-14.062625	35	-12.711416	67	-14.208674
4	-14.064345	36	-12.219176	68	-13.647821
5	-13.915349	37	-11.225493	69	-13.299901
6	-13.418279	38	-11.246493	70	-13.958850
7	-15.021687	39	-11.635492	71	-14.283216
8	-12.792868	40	-12.730354	72	-11.048516
9	-13.166584	41	-11.378533	73	-14.411120
10	-13.210117	42	-9.410399	74	-13.973111
11	-12.712065	43	-10.779525	75	-13.829214
12	-13.263342	44	-11.663792	76	-14.733973
13	-13.962915	45	-10.963576	77	-15.514025
14	-13.965851	46	-12.744649	78	-15.221752
15	-12.034389	47	-11.050034	79	-15.906229
16	-11.952289	48	-10.546442	80	-16.478808
17	-12.839164	49	-11.426044	81	-16.213741
18	-12.507083	50	-11.958787	82	-20.534577
19	-12.261500	51	-11.729799	83	-15.904058
20	-13.413974	52	-11.292570	84	-21.632969
21	-11.921589	53	-9.223130	85	-13.496772
22	-9.867710	54	-11.633442	86	-15.292201
23	-11.288726	55	-11.693433	87	-15.529101
24	-13.433738	56	-12.808930	88	-15.102002
25	-11.865379	57	-11.698942	89	-14.065095
26	-11.570784	58	-12.420106	90	-13.117673
27	-11.026025	59	-9.926302	91	-13.752702
28	-12.219094	60	-12.650106	92	-15.866187
29	-11.804916	61	-12.467779	93	-15.144994
30	-11.959665	62	-12.393797	94	-17.197009
31	-10.828862	63	-12.677131	95	-16.499500
32	-13.262643	64	-13.309509		

$B = -0.100192$

$C_0 = -17.348957 \times 10^{-3}$
$C_1 = 1.910600 \times 10^{-3}$
$C_2 = -0.052359 \times 10^{-3}$

f_k is the centre frequency of the k th frequency allocation (MHz)

Table 2 Congestion model coefficients for summer day 1982-86.

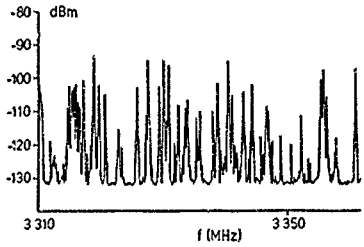


Figure 11 Example of a fine resolution HF spectrum.

(Resolution 100 Hz, night-time, fixed users, OWF for 1000 km range).

	Congestion Q	
Diurnal period	mean	std.dev.
Dawn	0.06	0.02
Mid-day (OW.)	0.25	0.10
Mid-day (not -OWF)	0.09	0.11
Dusk	0.43	0.15
Midnight	0.46	0.06

Table 3 Measured values of congestion over one week.

(100 Hz bandwidth, -125 dBm threshold, fixed user allocations, OWF for 1000 km range).

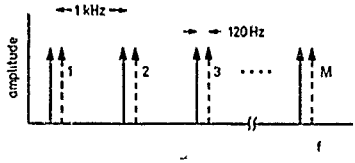


Figure 12 Idealised spectrum for FSK signal with Mth-order frequency diversity.

(The mark frequencies are shown by continuous lines, and the space frequencies by broken lines)

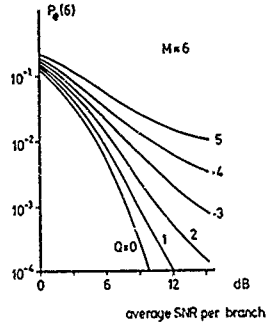


Figure 13 Theoretical performance of the FH system with 6th-order frequency diversity.

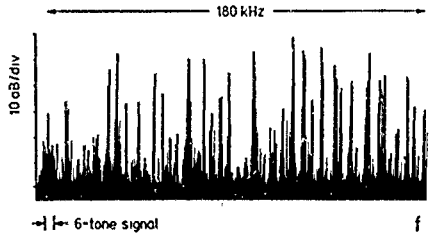


Figure 14 FH signal in severe interference during an 800 km HF link test.

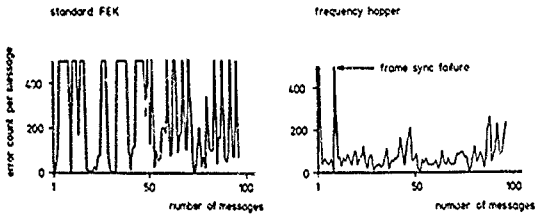


Figure 15 Error counts for narrow-band FEK and wideband FH modems, measured during an 800 km HF link test.

(An error count of 500 indicates that the message synchronisation was lost).

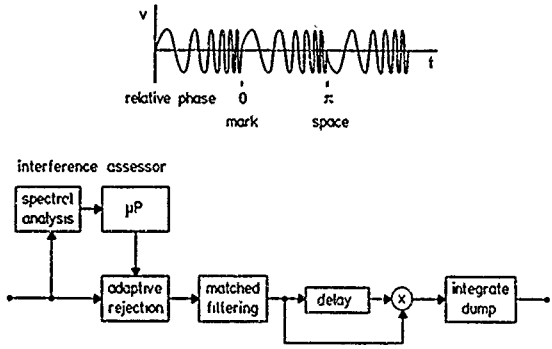


Figure 16 Chirp signal DPSK waveforms and detector.

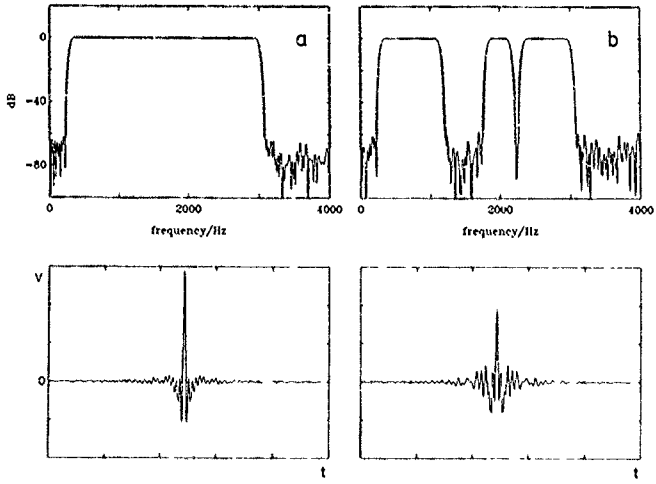


Figure 17 Example of the frequency response of the experimental interference rejection filter, with corresponding dispersion of the compressed pulse.

a No rejection

b 30% of bandwidth rejected.

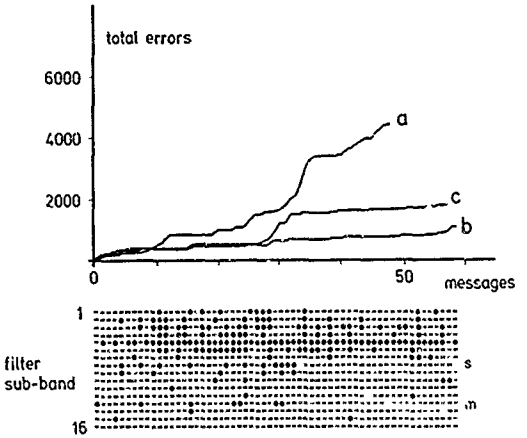


Figure 18 Example of systems comparison on 170 km sky-wave HF link.

a Chirp (no interference rejection).

b Chirp (with interference rejection).

c FEK.

The network rejection pattern for each message is shown below the graph, where 'e' indicates sub-band rejection, and '-' indicates sub-band inclusion. In this comparison the rejection pattern was set at the beginning of each chirp message, and remained unchanged for the message duration of 26.4 s.

(m and s indicate the FEK mark and space frequencies)

EFFETS DU MILIEU DE PROPAGATION DANS LES PROBLEMES DE SYNCHRONISATION ET D'ACQUISITION ET LES SYSTEMES A ACCES MULTIPLES
EFFECTS OF THE MEDIUM IN SYNCHRONIZATION AND ACQUISITION PROBLEMS AND MULTIPLE ACCESS SYSTEMS

par

C.Goutelard
Laboratoire d'Etude des Transmissions Ionosphériques
Université Paris-Sud
France

RESUME

Dans cet article, les principes de l'étalement de spectres, ses avantages et les problèmes que pose sa mise en oeuvre sont présentés.

L'influence du canal est examinée : distorsions et décalage fréquentiel apportés par une fonction de transfert imparfaite non stationnaire et brouillage apporté par les interférences, parfois nombreuses, dans la bande.

L'effet de ces défauts est examiné dans les systèmes de transmission, d'accès multiples et des radars. Une synthèse des solutions techniques est présentée.

Dans un dernier chapitre, l'influence des brouilleurs est examinée et une solution optimale de protection est décrite.

I. - GENERALITES -

L'utilisation de signaux à larges spectres a de nombreux avantages. L'un des principaux est lié à la réduction du coût de transfert de l'information. On peut mesurer le coût d'une transmission par l'énergie reçue nécessaire pour transmettre une quantité d'information égale à 1 Shannon. Les études classiques montrent que le coût est minimum lorsque le rapport signal à bruit tend vers zéro.

La capacité d'un canal est donnée par la borne de Shannon

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) \qquad (1)$$

établie en supposant une distribution gaussienne pour les signaux et pour le bruit et dans laquelle
C est le débit maximum du canal en Shannon/seconde
B la bande passante en Hertz
S/N le rapport signal à bruit.

Cette relation montre que la solution la plus efficace consiste donc à augmenter la bande du canal pour pouvoir obtenir un rapport signal à bruit suffisamment faible. Il est bien connu que les modulations analogiques d'amplitude sont plus coûteuses que les modulations de phase ou de fréquence. Pour un rapport signal à bruit de l'ordre de 30dB après démodulation, les premières coûtent plusieurs centaines de fois le coût minimum $D_{min} = Ln_2 \cdot n_e$ où n_e est la densité spectrale de puissance du bruit à l'entrée du récepteur alors que ce coût n'est plus que de l'ordre de 15 D_{min} dans les systèmes à modulations de fréquence et même $3D_{min}$ dans les systèmes à seuil amélioré.

On constate donc que l'efficacité des systèmes augmente avec la bande occupée par le signal et la modulation analogique de fréquence peut probablement être considérée comme le premier système à spectre étalé.

Les systèmes numériques constituent un prolongement des systèmes analogiques vers la diminution du rapport signal à bruit et l'augmentation de la bande occupée. Un continuum s'établit des modulations analogiques aux modulations binaires par l'intermédiaire des modulations discrètes à Q états comme les modulations MAQ. Ainsi, pour les modulations PSK binaires, le coût de transfert de l'information est réduit à $2\,D_{min}$.

L'intérêt d'utiliser de grandes largeurs de bande ne réside pas uniquement dans le coût de transfert de l'information mais également l'intérêt est grand pour lutter contre les imperfections des canaux, pour accroître la précision des mesures dans les systèmes radar ou en radiolocalisation, notamment par satellites, et pour les systèmes à accès multiples.

Dans toutes ces applications les problèmes de synchronisation apparaissent, sauf dans le cas des radars monostatiques où les deux stations Emission-Réception sont sur le même site. L'accroissement des largeurs de bande utilisées posent les problèmes de la rapidité de calcul des systèmes, de leur complexité liée aux taux de compression élevés et des effets particuliers provoqués par les canaux.

Dans cette présentation, on examine en premier lieu les avantages offerts par les systèmes utilisant de grandes bandes spectrales puis sont abordés les problèmes introduits par les effets de la propagation et les solutions qui doivent être adoptées. Un chapitre est réservé à l'effet des brouillages qui contaminent le signal utile et dans une dernière partie les contraintes technologiques sont examinées.

II. - AVANTAGES OFFERTS PAR LES SYSTEMS UTILISANT DES SIGNAUX A SPECTRE ETENDUS -

Bien que la largeur du spectre d'un signal ne résulte pas toujours de la technique de l'étalement de spectre, nous examinerons les problèmes à travers ce principe qui constitue la version la plus moderne de ces techniques.

Le concept de l'étalement de spectre est bien connu. Il est rappelé succintement. Les notations utilisées représentent, sauf indication contraire, des signaux analytiques.

Une source d'information (figure 1) commande un modulateur qui délivre un signal $m_{(t)}$ représentant le message à transmettre et qui est multiplié par un signal $c_{(t)}$ appelé code d'étalement. Le signal émis $e_{(t)}$ est obtenu par la relation

$$e_{(t)} = m_{(t)}\, c_{(t)}\, e^{j\omega_0 t} \qquad (2)$$

Si $E_{(f)}$, $M_{(f)}$ et $C_{(f)}$ sont respectivement les transformées de Fourier des signaux $e_{(t)}$, $m_{(t)}$ et $c_{(t)}$ alors

$$E_{(f)} = M_{(f-fo)} * C_{(f-fo)}$$

où * dénote le produit de convolution

$$\text{et} \qquad f_0 = \omega_0/2\pi$$

Si $c_{(t)}$ occupe une largeur de bande B_c, $m_{(t)}$ une largeur de bande $B_m << B_c$, alors le spectre occupé par $s_{(t)}$ s'étend sur une largeur

$$B_s \# B_m + B_c \# B_c$$

Le signal émis occupe une largeur de bande plus importante que le signal en bande de base. On appelle rapport d'étalement le quotient Bs/Bc. Il varie de quelques dizaines à quelques milliers, voire quelques centaines de milliers.

A la réception (figure 2), un processus de recompression de la bande est utilisé mais le signal reçu est l'image du signal émis qu'à une double translation près, dans le temps et l'espace (on suppose qu'un seul trajet existe) :

$$s(t) = \alpha\, m\,(t - \tau)\; e^{j[(\omega_0 + \omega_d)t + \theta]}$$

où α est un facteur d'affaiblissement
τ le temps de propagation
ω_d traduit l'effet doppler
θ traduit le temps de phase.

Le récepteur doit estimer les trois derniers paramètres τ, ω_d, θ, le premier par une synchronisation temporelle, le second par une synchronisation de fréquence et le dernier par une synchronisation en phase.

Ces estimations étant supposées parfaites, on obtient au point B du schéma de la figure 2 le signal

$$s_{B(t)} = s(t)\; c^*(t - \tau)\; e^{-j[(\omega_0 + \omega_d)t + \theta]} = \alpha\; |C(t - \tau)|^2\; m(t - \tau)$$

On choisit dans la pratique $|C(t)|^2 = 1$ et le signal obtenu à la sortie est donné par

$$v(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u) \,.\, m(t-\tau-u)\, du = h(t) * m(t-\tau)$$

où h(t) est la réponse impulsionnelle du filtre de sortie dont la fonction de transfert est notée H(f).

Tout ce passe donc comme si le signal était transmis en bande de base, car après multiplications on retrouve au point B le signal $\alpha m(t - \tau)$ (figure 3). Le filtre H(f) est utilisé pour limiter la bande à Bm puisqu'au point M le bruit s'étend sur une largeur supérieure à Bs. L'influence des perturbations dépend de la nature de l'interférence qu'elle introduit.
Soit

$$n_{(t)} = N_{(t)}\; e^{j\omega t}$$

un signal perturbateur d'enveloppe complexe N(t) et Sn(f) la densité de puissance spectrale bilatérale :

$$\sigma_n^2 = E\left\{|n(t)|^2\right\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_n(f)\, df$$

Les opérateurs multiplication étant linéaires vis-à-vis du signal d'entrée, le signal parasite développé par le perturbateur est donné par

$$v_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u)\, N(u)\, e^{-j(\hat{u}_u t + \hat{\theta})}\, C^*(u-\hat{\tau})\, du$$

La variance σ^2_n de $v_n(t)$ s'en déduit :

$$\sigma_n^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \left[S_{cp}(f) * S_n(f-\hat{f}_d)\right] df$$

où $S_{cp}(f)$ est la densité spectrale de puissance du code d'étalement.

Cette relation montre que σ^2_n est obtenu par le filtrage par $|H(f)|^2$ du produit de convolution des spectres densité de puissance du perturbateur et du code d'étalement.

Le code étale le spectre du signal perturbateur et le filtre de sortie ne transmet donc qu'une part de sa puissance (figure 4).

En posant $\quad g(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2\, Scp(f-u)\, df$

il vient $\quad \sigma^2_{vn} = \int_{-\infty}^{+\infty} Sn(u - \hat{f}_d)\, g(u)\, du$

Pour un perturbateur de puissance donnée σ_n^2, la puissance de sortie σ_{vn}^2 est maximale si Sn(u-fd) est à spectre étroit et centré sur le maximum de g(u). Pour obtenir une protection uniforme il faut éviter d'avoir un maximum marqué de g(u) ce qui conduit, compte tenu du fait que Bm << Bc, à prendre des codes dont le spectre est rectangulaire. Si l'on se trouve dans ces conditions

$$Scp \# 1/Bs$$

et

$$g(u) = \frac{1}{B_s} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2\, df$$

Si on choisit un filtre idéal rectangulaire de gain unitaire dans la bande Bm, alors :

$$g(u) = \frac{Bm}{Bs}$$

et

$$\sigma_{bm}^2 = \frac{Bm}{Bs}\int_{-\infty}^{+\infty} S_n(u-\hat{f}_d)\,du = \frac{Bm}{Bs}\,\sigma_m^2 \qquad (3)$$

Pour un perturbateur à bande étroite, l'effet de l'étalement est de réduire sa puissance dans le rapport Bm/Bs. Pour un bruit blanc de densité spectrale de puissance n_0 alors $\sigma^2 m = n_0$ Bs et $\sigma_{vn}^2 = n_0$ Bm. La puissance du bruit en sortie est celle qu'on obtiendrait en transmettant le signal en bande de base.

Ces considérations générales permettent dès lors de souligner un certain nombre de points :

- Les émissions à spectre étalé sont robustes puisque la puissance d'un brouilleur localisé est réduite par le facteur d'étalement Bs/Bm.

- Le signal peut être transmis avec une densité spectrale très faible, ce qui permet d'assurer une discrétion relative à la transmission. En fait, des méthodes de détection existent, mais l'interruption des messages reste difficile si les codes d'étalement sont suffisammemnt complexes.

- Les possibilités d'intrusion demeurent faibles car l'intrus doit posséder le code d'étalement.

Le milieu de transmission introduit des effets qui rendent difficile la détection. Sur ce plan, l'étude générale montre :

- Que le signal transmis est translaté dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel, imposant ainsi des conditions plus générales que la simple notion de corrélation - ou de filtre adapté - à la réception.

- Que les brouilleurs, bien que leurs effets soient atténués, peuvent devenir gênants puisque l'élargissement de la bande Bs en fait intervenir un plus grand nombre.

Enfin, les imperfections du canal tels que les trajets multiples, les diffusions, créent une distorsion du signal qui affecte la qualité de la transmission.

III.- INFLUENCE DES CARACTERISTIQUES DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU CANAL.-

Les canaux de transmission peuvent être caractérisés par leur fonction de transfert bidimensionnelle H(f,t) qui traduit la déformation spectrale apportée à chaque instant au signal transmis.

Dans l'hypothèse d'un canal quasi-stationnaire, condition souvent vérifiée, le spectre du signal reçu à l'instant t, R(f,t), est donné par

$$R(f,t) = S(f) \cdot H(f,t) \qquad (4)$$

où S(f,·) est le spectre du signal.

En particulier, si le signal émis a un spectre uniforme S(f) = So le spectre du signal reçu est l'image de la fonction de transfert du canal. Cette technique est utilisée pour la mesure de la fonction de transfert dont la figure 5 donne un exemple en bande étroite sur une liaison de 8000km effectuée dans le cas du canal ionosphérique [1] et pour le canal troposphérique [2].

La transmission de l'information a pour support un signal occupant la bande Bs et si le débit d'information est $\frac{1}{T_s}$ Shannon par seconde, chaque Shannon occupe en moyenne un espace temps fréquence Bs Ts. Il est possible de localiser cet espace en considérant que si un signal transporte simultanément K Shannon, l'espace couvert par ce signal est

$$Tb\,Bb = K\,Bs\,Ts \qquad (5)$$

et l'énergie moyenne par Shannon est

$$E_b = \frac{1}{K} \iint_{T_b\,B_b} D_s(f,t)\, df.\, dt \qquad (6)$$

où Ds(f,t) est la densité spectrale de puissance du signal reçu.

. Dans le cas d'une transmission série par un signal binaire : K = 1, Bb = Bs, Tb = Ts.
. Dans le cas d'une transmission parallèle binaire sur P voies, pour chaque signal élémentaire : K = 1, Bb = Bs/P et Tb = P Ts.
Dans le premier cas (figure 6) le signal est étendu sur l'axe fréquentiel, dans le second étendu sur l'axe temporel.

En comparant ces répartitions avec la fonction de transfert du canal on constate sans peine que les surfaces Tb Bb peuvent coïncider avec une diminution de Ds(f,t) ce qui augmente localement les taux d'erreur.

Les figures 7a, b et c montrent la diminution de Ds(f,t) par des coupes de la fonction de transfert pour des niveaux égaux à Ds min, Ds min/10 et Ds min/20 où

$$D_{s_{min}} = \frac{1}{2} \left[\iint_{f\ t\to\infty} D_s^2(f,t)\, dt\, df \right]^{\frac{1}{2}}$$

Les variations temporelles de la fonction de transfert peuvent être très rapides et la figure 7d montre un autre aspect de cette fonction mesurée sur la même liaison. Il apparaît donc intéressant d'augmenter au maximum Tb Bb qui permet de lisser les variations de Eb.
Si le bruit est caractérisé par une densité de puissance n(f,t) - pour un bruit blanc n(f,t) = no - la densité de puissance moyenne de bruit sur le domaine d'un signal reçu est :

$$N_0 = \frac{1}{T_b B_b} \iint_{T_b B_b} n(f,t)\, df\, dt \qquad (7)$$

En appelant

$p_0(x)$ la probabilité d'erreur du modem pour un rapport Eb/No = x. Cette probabilité dépend du modem utilisé.

$dP_0(x) = p_0(x)\, dx$ la probabilité pour que $x < Eb/No < x + dx$. Cette propabilité dépend de n(f,t) et Ds(f,t). Dans le cas d'un bruit blanc $p_0(x)$ suit souvent les lois de Rayleigh, Rice ou Nakagami.

$p_1(x,y)$ la probabilité de trouver Eb/No inférieur à x pendant une durée y.
La probabilité d'erreur $Pe(X_0)$ attachée au cas où Eb/No est inférieur à X_0 est donné par

$$P_e(X_0) = \frac{\int_0^{X_0} p_0(x)\, p_e(x)\, dx}{\int_0^{X_0} p_0(x)\, dx} \qquad (8)$$

et la longueur moyenne des blocs est donnée par

$$L(y) = p_1(X_0, y) \qquad (9)$$

pour lesquels la densité d'erreur est $Pe(X_0)$.

Par un calcul analogue on peut définir la loi de distribution des distances entre les paquets d'erreur.
La probabilité d'erreur totale Pe est donnée pour $Xo \to \infty$ soit :

$$Pe = Pe(Xo \to \infty) = \int_0^{\infty} po(x)\, pe(x)\, dx . \qquad (10)$$

Ces valeurs sont d'un grand intérêt pour les problèmes de transmission car ils permettent, outre l'évaluation des performances, de déterminer les codes correcteurs d'erreurs susceptibles d'être utilisés.

Le choix d'un code ne dépend pas de la seule valeur de Pe, mais aussi de la répartition des erreurs données par Pe(Xo) et L(y).

La convexité des courbes pe(x) est telle qu'une diminution du rapport Eb/No se traduit par une augmentation importante de la probabilité d'erreur.

Lorsque les surfaces Ds(f,t) et n(f,t) sont fluctuantes, il apparaît donc intéressant d'accroître Tb Bb. Plusieurs solutions sont utilisées (figure 6b).

- L'augmentation de la bande du signal. C'est le principe même de l'étalement de spectre.

- Le groupement de K symboles dans un même signal. C'est le principe du codage. Dans les codes en bloc on sépare les symboles d'information des symboles de redondance. Dans les codes convolutionnels on répartit la redondance sur tous les symboles.

- Pour éviter l'emploi de codes trop complexes on utilise la technique de l'entrelacement qui, par une répartition judicieuse [3] [4], des symboles d'un même vecteur code, donne un moyennage satisfaisant.

L'utilisation de larges bandes dans la transmission se justifie donc et l'étalement de spectre est une solution intéressante mais non unique. Elle peut être combinée avec des techniques de codage pour accroître encore l'efficacité.

Ce principe est utilisé dans les techniques de transmission à accès multiple.

L'accès multiple a des origines lointaines puisque les premiers systèmes ont été conçus dès les années 1950 par l'utilisation de sous porteuses, qui conduisent à une occupation du type modem parallèle (figure 6a) ou du multiplex à impulsions qui est l'un des premiers systèmes à étalement de spectre puisque une voie téléphonique était étalée sur la largeur de la bande d'émission. Les premiers systèmes utilisaient des modulations analogiques d'impulsions - amplitude ou temps - préfigurant les systèmes numériques.

L'accès multiple, actuellement, peut être défini comme une procédure permettant, dans un même milieu de propagation, la création simultanée de multiples canaux de transmission.

Les principales techniques utilisées découlent du même principe général qui consiste à réaliser pour chaque canal une transmission codée telle que les signaux utilisées demeurent orthogonaux à tout signal utilisé dans un autre canal.

La répartition Tb Bb des codes se ramène aux cas des figures 6 et donc aux mêmes contraintes avec la condition supplémentaire d'orthogonalité des signaux (codes).
Le choix des codes apparaît donc important.

IV. - CHOIX DES CODES -

Les signaux à spectres étalés sont utilisés dans trois grandes classes.

- La classe des signaux radars qui trouvent, outre le radar, des applications dans les systèmes de localisation ou de sondages de l'atmosphère (sondeur MST ou ionosphérique) et dans les milieux sous-marins. On utilise en général un seul signal auquel on donne souvent le nom de séquences ou suite.

- La classe des signaux utilisés dans les modems qui peuvent être constitués par des séquences aussi bien que par des codes en blocs ou des codes convolutionnels.

- La classe des signaux utilisés dans les systèmes à accès multiples qui utilisent des signaux présentant nécessairement des propriétés d'orthogonalité.

Les signaux utilisés sont souvent numériques, mais des codes d'étalement analogiques sont également utilisés.

IV.1. INFLUENCE DU CANAL DE TRANSMISSION SUR LE CHOIX DES CODES

Si l'on exclut les effets non linéaires, la plupart du temps négligés dans les canaux réels, la transmission d'un signal est totalement définie par la réponse impulsionnelle bitemporelle du canal qui permet d'exprimer le signal transmis par.

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)\, e(t - \tau)\, d\tau$$

où

$h(t,\tau)$ est la valeur prise par $s(t)$ lorsque $e(t) = \delta(t-\tau)$
$e(t)$ la valeur du signal à l'entrée du canal à l'instant t
$s(t)$ la valeur du signal à la sortie du canal à l'instant t

En posant

$$h(t,\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} D(\tau,\nu)\, e^{j2\pi\nu t}\, d\nu \qquad (11)$$

on obtient

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} e(t-\tau)\, D(\tau,\nu)\, e^{j2\pi\nu t}\, d\tau\, d\nu \tag{12}$$

Cette relation montre que le signal reçu est la somme des signaux d'entrée translatés dans le domaine temporel et dans le domaine spectral.

$D(\tau,\nu)$ qui est la transformée de Fourier de $h(t,\tau)$ par rapport à la variable temps, caractérise le canal dans l'espace temps de propagation - fréquence doppler :

$$D(\tau,\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t,\tau)\, e^{-j\omega t}\, dt \tag{13}$$

Elle est appelée fonction de diffusion.

Il est bien connu, qu'en présence d'un bruit blanc, la réception optimale au sens du rapport signal à bruit est obtenue par la corrélation du signal reçu avec le conjugué de sa réplique. Le signal reçu n'est pas connu, mais on sait qu'il ne doit pas être très différent du signal émis et dans ce cas on effectue l'intercorrélation entre le signal reçu et le conjugué du signal émis translaté en temps et en fréquence :

$$C(\tau_n) = \int s(t)\, e^{*}(t-\tau_n)\, e^{-j2\pi\nu_n t}\, dt \tag{14}$$

soit

$$C(\tau_n) = \int_{\tau}\int_{\nu}\int_{t} e(t-\tau)\, e^{*}(t-\tau_n)\, D(\tau,\nu)\, e^{j2\pi(\nu-\nu_n)t}\, dt\, d\tau\, d\nu$$

que l'on peut écrire finalement sous la forme :

$$C(\tau_n) = \int_{\tau}\int_{\nu} D(\tau,\nu)\, A(\tau-\tau_n, \nu-\nu_n)\, d\tau\, d\nu \tag{15}$$

où

$$A(\tau,\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t) \cdot e^{*}(t-\tau) \cdot e^{j2\pi\nu t} dt \qquad (16)$$

appelée fonction d'ambiguité qui est l'intercorrélation du signal émis avec son translaté en fréquence et en temps.

L'opération optimale apparaît donc comme l'intégrale du produit de la fonction de diffusion par la fonction d'ambiguité sur l'espace retard - doppler.

Lorsque le canal peut être considéré comme stationnaire alors $D(\tau, \cdot)$ est nul en dehors de $= 0$, $C(\tau_R)$ apparaît comme une simple corrélation du signal émis par le conjugué de sa réplique et est maximum lorsque $\tau_R = \tau$. Dans le cas contraire les résultats dépendent du décalage doppler, de la forme de la fonction d'ambiguité.

- Le décalage doppler est lié aux variations du chemin optique de l'onde dû, soit aux variations du milieu, soit au déplacement des points d'émission et/ou de réception. L'effet doppler introduit en fait une homothetie du spectre du signal émis que l'on peut en général assimiler à une translation, même dans les systèmes utilisant des spectres étendus.
Cependant, dans certains canaux, l'effet doppler peut être suffisamment marqué soit parce que la vitesse de déplacement relative des extrémités du canal n'est pas faible devant la vitesse de propagation comme dans les propagations sous-marines, soit parce que le milieu varie rapidement, comme dans le cas des liaisons utilisant les traînées de météores. Il faut donc considérer cet effet.

- La fonction d'ambiguité idéale serait constituée d'une impulsion de Dirac

$$A_{id}(\tau,\nu) = \delta(\tau)\,\delta(\nu)$$

Ce résultat est inaccessible puisque $A(\tau o, \nu o)$ vérifie la relation

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|A(\tau,\nu)|^2}{|A(0,0)|^2}\, d\tau\, d\nu = 1 \qquad (17)$$

Le volume limité par $A(\tau o, \nu o)$ est incompressible

La figure 7 donne un exemple de fonction d'ambiguité obtenue avec des codes pseudo aléatoire à 257 moments. De nombreux auteurs ont donné des représentations de fonctions d'ambiguité de signaux utilisés en radar [5] [6].

Dans les systèmes à accès multiples, le récepteur reçoit une somme de signaux ei(t) provenant des différents utilisateurs et le récepteur optimal effectue l'opération :

$$C(\tau_R) = \sum_i \iiint e_i(t-\tau_i)\, e_R^*(t-\tau_R)\, D_i(\tau,\nu)\, e^{j2\pi(\nu-\nu_R)t}\, dt\, d\tau\, d\nu$$

où

$e^*r(t-\tau_R)$ est la réplique du signal attendu et

D (τ,) la fonction de diffusion du canal i

qui peut s'écrire sous la forme

$$C(\tau_R) = \iint_{\tau\,\nu} \sum_{i \in N} D_i(\tau,\nu)\, A_{iR}(\tau_i-\tau_R, \nu-\nu_R)\, d\tau\, d\nu$$

avec

$$A_{iR}(\tau_0,\nu_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} e_i(t)\, e_R(t-\tau_0)\, e^{j2\pi\nu_0 t}\, dt$$

appelée fonction d'interambiguité.

Dans le cas des systèmes à accès multiples les signaux utilisés doivent posséder des fonctions d'ambiguité se rapprochant de la fonction à pointe centrale unique et des fonctions d'interambiguité aussi faibles que possibles pour réduire la contamination mutuelle des signaux.

Lorsque les signaux sont suffisamment simples, le calcul de $C(\tau_R)$ peut être effectué par un simple filtre dont la fonction de transfert est

$$H_R(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} e_R^*(t)\, e^{-j2\pi ft}\, dt$$

Dans les autres cas une synchronisation doit être acquise.

En large bande, elle est rendue délicate par le fait que, le taux d'étalement étant généralement élevé, le signal est au niveau, voire sous le niveau du bruit et des brouilleurs et que la recherche de la synchronisation doit se faire dans l'espace à deux dimensions (retard - fréquence).

D'autre part, l'existence des trajets multiples exige un choix du trajet jugé opportun, ou une combinaison de ces trajets.

L'opération optimale consiste à réaliser un filtre adapté $H_R(f,t)$ tel que :

$$H_R^*(f,t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau)\, e^{-j2\pi f \tau}\, d\tau$$

Cet aspect général a été abordé par de nombreux auteurs [7], [8] dans le cadre des signaux à bande étroite. Dans le cas des signaux large bande, la réalisation des filtres plus complexe se fait avec l'insertion de lignes à retard [9].

IV.2. SEQUENCES ET CODES

Une très vaste littérature existe sur cette question et des solutions intéressantes ont été proposées.

Il ne peut être question dans cet exposé de détailler toutes les solutions proposées. On se limitera à citer les principales solutions que l'on a classé en cinq catégories (figure 8).

IV.2.1. SEQUENCES NUMERIQUES

Les séquences numériques présentent l'avantage d'être produites par des systèmes logiques simples.

- Les séquences pseudo aléatoires [10] dont la figure 7 donne un exemple de fonction d'ambiguité sont les plus utilisées. Elles sont produites simplement par des registres à décalage. La fonction d'ambiguité périodique normalisée prend les valeurs
$A(0,0) = N$, $A(\tau_0, \nu_0 = 0) = -1$ et ailleurs $A(\tau_0, \nu_0) \leq \sqrt{N}$
où $N = 2^n - 1$, $n \in Z^+$ est la longueur de la séquence.
Lorsque les séquences ne sont pas utilisées en enchainement périodique, la fonction d'autocorrélation se dégrade.

D'autres séquences ont été élaborées pour améliorer les performances. On peut citer, sans que la liste soit exhaustive :

- Les séquences de BARKER [11] dont les longueurs cependant sont réduites mais qui ont des fonctions de corrélation apériodiques intéressantes.

- Les séquences de KASAMI [12] ou de GOLD [12] dont la fonction de corrélation ne prend, en dehors de la pointe centrale que 2 ou 3 valeurs.

- Les séquences complémentaires de GOLAY [14] ou les séquences CAZAC qui possèdent des fonctions d'autocorrélation apériodiques nulles pour tous les décalages ou pour un domaine de décalage défini.

Dans les séquences multiphases, les performances sont plus facilement atteintes et des solutions ont été proposées par RL. FRANK [15], R. SIVASWAMY [16] et d'autres qui ont décrit notamment des constructions recursives de séquences.

Dans les systèmes à accès multiple, on doit utiliser des codes composés de vecteurs orthogonaux entre eux.
Les codes de GOLD [17] ont apporté une solution souvent utilisée qui a été étendue par C. GOUTELARD et F. CHAVAND [18] qui ont défini les codes pseudo orthogonaux dont les meilleurs atteignent les bornes de WELCH et SIDEL'NIKOV [19] pour les autocorrélations et intercorrélations périodiques.
J.D. OLSEN et autres [20] ont proposé également des séquences - Bent séquences - qui atteignent également les bornes de WELCH simultanément en auto et intercorrélation.

IV.2.2. SEQUENCES A SAUTS DE FREQUENCE

Le principe de ces séquences est donné sur la figure 8. Il consiste à moduler le signal en effectuant des paliers de fréquence selon des lois aléatoires ou déterministes.

COSTAS [22] a formalisé la synthèse des signaux possibles dans le cas d'une séquence de longueur N. Il s'appuie sur l'hypothèse que pour tout décalage (Doppler - Delais) il ne doit pas exister plus d'un palier qui puisse coïncider avec un palier initial.

A partir de cette constatation il établit une matrice N x N dite matrice de COSTAS représentant les N incréments temporels sur les colonnes, fréquentiels sur les lignes. La matrice est composée de N^2 - N "0" et de N "1" qui figurent les fonctions des paliers et disposés de telle sorte qu'il existe un "1" et un seul par ligne et par colonne. Pour tout décalage de l lignes et k colonnes il ne doit pas exister plus d'une coïncidence.
La matrice

0	0	1	0	0	0
1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0

est une matrice de COSTAS pour N = 6. Il est facile de constater que les conditions de coïncidence sont respectées en vérifiant que pour chaque décalage temporel k, l'écart entre les deux "1" d'une même colonne Δl est différente pour chaque colonne.
On peut alors dresser le tableau suivant des Δl

Δl \ k	1	2	3	4	5	6
0	0	0	0	0	0	0
1		2	-3	5	-1	-2
2			-1	2	4	-3
3				4	1	2
4					3	-1
5						1

Cette construction donne une fonction d'ambiguité optimale et il a été montré qu'elle est applicable pour toute valeur de N [23].

IV.2.3. CODE A VARIATION LINEAIRE DE FREQUENCE - CHIRP -

Cette technique utilisée en radar et dans les systèmes de transmission est un cas limite du saut de fréquence. Sa fonction d'ambiguité, dite en "lame de couteau", introduit une ambiguité Doppler retard qui peut être réduite en traitant des rampes successives. C'est un étalement analogique qui offre l'avantage de simplifier les équipements.

IV.2.4. CODES ANALOGIQUES

L'étalement peut être effectué sur un signal analogique par un code analogique. La modulation de fréquence est le premier système de ce genre.
G.R. COOPER et L.H. COOPER [24] ont proposé de réaliser l'étalement par un signal totalement aléatoire, en l'occurence un bruit blanc gaussien. Cette solution ne présente pas de difficulté en radar où le récepteur dispose naturellement de la réplique, ce qui n'est évidemment pas le cas en transmission. Le système proposé s'appuie sur la connaissance à priori de la procédure de codage qui permet de donner au récepteur la structure permettant d'obtenir une autocorrélation maximale indépendante du signal utilisé.

Cette procédure est intéressante dans la mesure où le signal transmis a des caractéristiques voisines du bruit.

V. - SYNCHRONISATION -

La synchronisation dans les systèmes à large spectre est la première et la plus difficile des étapes.

Le rapport signal à bruit dans la bande B_S est très faible et les décisions mettant en jeu le signal ne peuvent être prises qu'après la recompression de la bande.

L'objectif visé est donc de placer la réplique du signal émis dans l'espace retard - doppler suffisamment près du signal reçu pour pouvoir se trouver au voisinage immédiat de la pointe centrale de la fonction d'ambiguité, dont les dimensions sont de l'ordre (figure 7) :

$$\Delta F \simeq \frac{1}{T_c} \qquad \Delta \tau \simeq \frac{1}{B_c}$$

où Tc et Bc sont respectivement la durée et la largeur de bande du code d'étalement.

L'effet doppler se manifeste de deux façons :

- D'abord sur la porteuse du signal modulé et d'assez nombreux travaux ont été menés ces dernières années sur ce sujet.

- Ensuite sur le décalage fréquentiel du code d'étalement. Dans de nombreux cas, ce phénomène est négligeable mais dans des cas plus spécifiques, il n'est pas possible de l'ignorer. Ces cas apparaissent par exemple dans les réceptions GPS à grande dynamique, dans les liaisons sous-marines ou dans les systèmes à taux d'étalement très élevés.

Il apparaît donc deux problèmes : la synchronisation temporelle et les synchronisation fréquentielle.

V.1. SYNCHRONISATION TEMPORELLE

Dans le cas de séquences courtes où l'on peut utiliser un filtre adapté, le problème est à priori résolu.

On considérera, dans ce paragraphe, que l'effet doppler est négligeable sur le code et que les séquences sont de grande longueur.

La première méthode utilisée a été d'effectuer une recherche série de la synchronisation en décalant la réplique du code par incréments de façon à décaler la bonne synchronisation par l'observation du signal détecté. Cette procédure a l'avantage de permettre une synchronisation sûre même en présence de brouillage important. Par contre, elle nécessite un temps de recherche et un volume de calcul conséquents qui croissent en N^2.

Pour pallier à ces inconvénients, des méthodes de recherche basées sur des corrélations partielles de la séquence d'étalement sont utilisées. Si elles réduisent le temps de calcul et, en général, le temps d'acquisition de la synchronisation, elles sont moins robustes à l'égard du bruit. Les propriétés propres de la séquence d'étalement doivent être prises en compte notamment au niveau des corrélations partielles qui ont été étudiées dans le cas de séquences classiques [25] [26]. Il est intéressant de remarquer que les étalements par saut de fréquence dont les lois sont établies à partir des matrices de COSTAS présentent une bonne protection.

La stratégie de recherche permet de réduire le temps d'acquisition, l'étape ultime étant de le ramener à une durée égale ou inférieure à Tc. Si aucune information, à priori, n'est connue, alors la recherche de la synchronisation est faite de façon aléatoire. Cependant, lorsque les durées des codes sont longues, il devient nécessaire, et il est souhaitable pour les codes courts, d'avoir une information sur l'instant d'arrivée probable du code. On dispose alors d'une information, à priori, qui est traduite habituellement par une fonction de densité de probabilité souvent prise triangulaire ou gaussienne tronquée [27] [28] [29]. Des stratégies de recherche peuvent alors être établies et une étude comparative a été faite par V.M. JOVANOVIC [30] sur celles, les plus utilisées, représentées sur la figure 9 qui montre les chemins de recherche utilisés en fonction du temps. L'auteur étudie les temps d'acquisition moyens et conclut que :

- Dans les stratégies "Z search", le mode "continuous center" est le plus mauvais et le mode "Broken center" est le meilleur. Les deux modes "Edge" sont équivalents.

- Les stratégies "expanding-Window" sont globalement meilleures que les stratégies "Z search". Les deux modes "continuous" sont globalement mauvais et les modes "Broken" sont nettement supérieurs.

- Les modes "Uniformly expanding alternate" et "Non Uniformly expanding alternate" proposés par l'auteur sont nettement supérieurs aux autres.

Ces résultats s'expliquent bien intuitivement. L'auteur donne les temps d'acquisition moyens pour chaque stratégie ainsi que leurs variances.

D'autres techniques, destinées aux codes numériques [31] [32] [33] aussi bien qu'aux codes à sauts de fréquence [34] [35] ont été proposés et on en trouvera les détails dans les références citées. Cependant,

toutes les procédures proposées s'appuient sur des corrélations partielles qui rendent plus fragiles les systèmes.

L'objectif de réduire la complexité des calculs a été abordée par l'utilisation de séquences particulières dont les propriétés permettent, dans la corrélation, de permuter les opérateurs multiplication - addition en principe incommutables [36]. Cette disposition transforme le schéma des corrélateurs comme indiqué sur la figure 10 dans laquelle N_0^2 = N longueur de la séquence et la valeur optimale de b vaut $(\frac{N_0}{2})^{1/3}$. La complexité classique d'un synchroniseur qui nécessite N^2 opérations devient $N^{1/3}$ avec ces séquences.
Pour N = 1000 la complexité du calcul est réduite d'un facteur 50 et pour N = 10 000 d'un facteur 250.
La réduction de la complexité des calculs permet d'effectuer les corrélations sur la totalité du code et donc de conserver une grande robustesse vis-à-vis du bruit;

V.2. SYNCHRONISATION EN FREQUENCE

La synchronisation en fréquence de la porteuse peut, dans le cas de modulations de phase numériques, être obtenue par des procédures non linéaires classiques, mais il peut être nécessaire que cette opération se fasse simultanément avec l'acquisition du code pour avoir un système rapide.

Deux principes sont encore utilisés, séparément ou non.

Le premier consiste à segmenter le signal en intervalles de temps suffisamment courts pour que la fonction d'ambiguité de la séquence partielle atteigne une pointe centrale suffisamment étendue le long de l'axe doppler pour contenir le décalage doppler.

Le second consiste à réaliser un ambiguimètre qui effectue la corrélation du signal reçu avec la réplique du code décalé en fréquence.

Le premier principe utilise un seul corrélateur mais devient fragile vis-à-vis du brouillage, le second un grand nombre de corrélateurs (filtres adaptés) mais conserve sa robustesse.

En fait, entre ces deux extrêmes, les solutions pratiques et des descriptions de systèmes réels [31] [32] [33] montrent un éventail très large.

VI. - INFLUENCE DES BROUILLAGES -

Si les distorsions apportées par le canal limitent les transmissions à spectre étendu, le brouillage et les interférences apportent aussi une limite.

On peut compenser les distorsions par des filtres compensateurs autoadaptatifs. On peut réduire l'influence des interférences par un filtrage spatial du signal mais aussi par un filtrage fréquentiel. Dans ce dernier cas une stratégie consiste à masquer les parties brouillées.

Des systèmes ont été proposés [37] [38] et il a été présenté [39] une solution optimale qui minimalise le coût énergétique de transfert de l'information. Cette méthode, applicable à tous les domaines, a été appliquée en VHF.

L'accroissement de la puissance du bruit est supérieur à 10dB/décade, valeur qu'on obtiendrait si le bruit était blanc. La figure 11 montre l'encombrement spectral de la gamme décamétrique en Europe occidentale - gamme particulièrement perturbée - et la figure 12 les variations de la puissance du bruit dans deux gammes de fréquence en fonction de la bande B_S utilisée. On constate qu'au-delà de 20KHz, l'influence des brouilleurs devient gênante et intolérable au-delà de 100KHz dans la plage 9-10MHz.

La procédure proposée consiste à réaliser des masquages du spectre reçu à l'endroit où apparaissent les interférences (figure 13). Les spectres des signaux pouvant être assimilés à des fonctions fenêtres, hypothèse proche des conditions réelles, le récepteur adapté calcule la fonction de corrélation

$$C_{x(\tau)} = 2\ A_0\ \Omega_0\ \mathrm{sinc}\ (\Omega_0\ \tau)$$

où $\mathrm{sinc}\, x = \sin x / x$
$\Omega = 2\pi Fo$ est l'étendue du signal ramenée en bande de base
Ao l'amplitude du carré du spectre.

Si on effectue N masquages de largeur $2\ \Delta\Omega i$ centrés sur des pulsations Ωi, la fonction de corrélation s'exprime par

$$C(\tau) = Co(\tau) - Cp(\tau)$$

où

$$C_p(\tau) = \sum_{i \in N} \frac{2 A_0}{\tau} \sin(\Delta\Omega_i \tau) \cos(\Omega_i \tau)$$

et $\Delta\Omega i$, Ωi des grandeurs aléatoires.

Ainsi le masquage a deux conséquences inverses :

- La première est la diminution de la puissance des interférences:

- La seconde est une déformation de la fonction de corrélation dont les remontées en dehors du maximum principal peuvent être considérées comme un bruit dont on peut borner la variance [39] par

$$\sigma^2_m = \frac{8}{3} \lambda^2_0 \, \Delta \Omega_0 \, \alpha$$

où

$$\alpha = \frac{N \Delta \Omega_0}{\Omega_0} = \frac{\text{Largeur totale des bandes masquées}}{\text{Bande totale}}$$

En posant $R = \frac{E_0}{\text{Densité spectrale de bruit moyen sans masquage}} = \frac{\text{Energie du signal sans masquage}}{\text{Densité spectrale de bruit moyen sans masquage}}$

on montre alors que le rapport signal à bruit après démodulation s'écrit :

$$\frac{S}{N} = \frac{C_1^2 (\tau = 0)}{\sigma_{1m}^2 + n(\alpha)}$$

où $C_1^2 \; (\tau = 0) = R \, n_0 (1-\alpha)^2$

$\sigma_{1m}^2 = R \, n_0 \frac{\Delta \Omega_0}{\Omega_0} \alpha$

$n(\alpha)$ = densité spectrale moyenne de bruit dans la bande après masquage et telle que $n(\alpha = 0) \; n_0$

L'optimisation consiste à rechercher la valeur de α qui rend S/N maximum. Ce calcul s'effectue par la mesure de $n(\alpha)$ qui est effectuée au vu des spectres.

La figure 14 montre les résultats obtenus dans 3 cas typiques d'encombrement spectral pour des bandes utilisées de 20, 50, 100 et 200KHz. La puissance du signal étant supposée constante, on constate que pour $\alpha = 0$ le rapport signal à bruit décroît lorsque la bande utilisée augmente et qu'une valeur optimale de α différente de zéro est nécessaire pour les largeurs de bande importantes dans des plages perturbées. Le gain du traitement atteint dans les cas présents 8dB.

Cette étude montre l'importance des interférences et une façon de s'en libérer. Les interférences peuvent être involontaires ou volontaires. Dans ce dernier cas, la procédure devient un système de contre contre mesure électronique.

VII. - CONCLUSION -

Les problèmes de transmission utilisant des largeurs de bande importantes sont nombreux et encore non résolus de façon optimale.

Si les avantages, au sens de l'efficacité énergétique sont grands, ils sont cependant pondérés par les containtes qu'imposent les imperfections des canaux et l'influence des brouilleurs.

Le choix des codes demeure un problème majeur qui continuera à évoluer encore, notamment dans les problèmes d'accès multiple où la notion d'orthogonalité peut être réexaminée.

Les procédures de synchronisation sont encore délicates et une désynchronisation accidentelle peut produire des paquets d'erreurs difficiles à corriger.

La lutte contre le brouillage, volontaire ou non, conduit à l'emploi de systèmes adaptatifs spatiaux ou fréquentiels.

La mise en oeuvre simultanée de ces méthodes font de ces systèmes des ensembles complexes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] C. GOUTELARD : Several aspects of problems encountered in coding applications. Lectures notes in computers Sciences, 229, Algebraic Algorithms and Error correcting codes 3rd Int. Conference, AAECC-3, France, July 1985, Proceeding

[2] MARTIN

[3] C. GOUTELARD : Optimisation de l'entrelacement des codes dans les canaux à évanouissements sélectifs. Traitement du signal, Vol. 1 N° 2, 1984

[4] J.E. RAMSEY : Réalization of optimum interleavers. IEEE Trans. on Inform. theory, Vol IT-16, N° 3, May 1970

[5] M.I. SKOLNITZ : Radar Handbook. Mc Graw-Hill Book Company

[6] M. CARPENTIER : Radar. Theories modern

[7] M.J. DITORO : A new method of high speed adaptative serial communication though time variable and dispersive medium. IEEE COMM. convention, June 1965

[8] J.G. PROAKIS : Advances in egalization for intersymbole interference. Advances in communication systems. Academic Press, 1975

[9] P.W. BAIER, W. KLEINHEMPEL : Wide band systems. LS N° 172, EPP AGARD, Paris, Rome Boston, Juin 1990

[10] D.A. HUFFMAN : The generation of impulse equivalent pulse train. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol IT-8, pp. S,10-16, Sept 1962

[11] R.H. BARKER : Group synchronizing of binary digital systems. Comm. Theory, V. Jackson, New-York, Acdemic press, pp. 273-287, 1953

[12] T. KASAMI : Weight distribution of BCH codes. Chaptel Hill NC, "Combinatoriol mathematics and its applications", University of North California Press, 1969

[13] R. GOLD : Maximum recursive sequences with 3-valued recursive cross correlation function. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol IT-14, N° 1, pp. 154-156, Janvier 1988

[14] M.J.E. GOLAY : Complementary series. IRE Trans. Inform. Theory, Vol IT-7, pp 82-87 April 1961

[15] R.J. POLGA : A general solution for the synthesis of binary sequences with desired correlation sequence. AGARD AVP Conference 381, Toulouse 1985

[16] R L. FRANK : Polyphase complementary codes. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol IT-26 N° 67 PP. 641-647, Nov. 1980

[16] R. SHIVASWAMY : Multiphase complementary codes. IEEE Trans. Inform. Theory Vol IT-24, N° 5, pp. 526-552, Sept. 1978

[17] R. GOLD : Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol IT-13, N° 5, pp. 619-621, Oct. 1967

[18] C. GOUTELARD, F. CHAVAND : Définition et construction des codes pseudo orthogonaux. Annales des Télécom. Tome 33, N° 5-6, Mai-Juin 1978

[19] D. SARWATE, M.B. PURSLEY : Cros correlation properties of pseudo random and related sequences. Proc. IEEE, Vol 68 n° 5, pp. 593-619, 1980

[20] J.D. OLSEN, R.A. SCHOLTZ, L.R. WELCH : Bent-Fonction sequences. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol IT-28, n° 6, Nov. 1982

(22] J.P. COSTAS : A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-doppler ambiguity properties. Proc. IEEE Vol 72, Aug 1984

[23] S.W. COLOMB, H. TAYLOR : Construction and properties of Costas arrays. Proc.IEEE Vol 72, Sept. 1984

[24] G.R. COOPER, L.H. COOPER : Covert communication with purely random spreading function.

[25] D.V. SARWATE : An upper bound on the aperiodic Autocorrelation function for a maximal length sequence. IEE Trans. Infor. Theory, Vol IT 30, Vol 4, July 1984

[26] F. HEMMATI, D. SCHILLING : Upper bounds on the partial correlation of PN sequences. IEEE Trans. on Comm. Vol Com-31, N° 7, July 1983

[27] W.R. BRUAN : Performance analysis for expanding search spread spectrum PN acquisition algorithms. IEEE Trans Comm. Vol Com-30, pp. 424-435, Mar. 1982

[28] A. WEINBERG : Generalized analysis for evaluation of search strategies effects on PN acquisition performance. IEEE Trans. Comm. Vol Com-31, pp. 37-49, Jan. 1983

[29] A. POLYDOROS, M.K. SIMON : Generalized serial search code acquisition : the equivalent circular state diagramm approach. IEEE Trans. Comm. Vol Com-32, pp. 550-560, May 84

[30] V.M. JOVANOVIC : Analysis of strategies for serial search spread spectrum code acquisition. Direct approach. IEEE Trans. Comm. Vol Com-36 N° 11, pp. 1208-1220, Nov. 1988

[31] V.C. LEUNG, R.W. DONALDSON : Conference estimates for acquisition and hold in times for PN-SSMA synchronizer employing envelope correlation. IEEE Trans. Comm. Vol Com-30, pp. 230-240, Jan. 1982

[32] S. DAVIDOVICI, L. MILSTEIN, D. SCHILLING : A new rapid acquisition technique for direct sequence spread spectrum communication. IEEE Trans. Comm. Vol Com-32, pp. 1161-1168, Nov. 1984

[33] D. M. HALL, C.L. WEBER : Noncoherent sequential acquisition of DS waveforms. Proc. MILCOM'86 Conf. Rec. Monterey, pp. 13.3.1-13.3.6, Oct. 1986

[34] C.A. PUTMAN, S.S. RAPPAPORT, D.L. SCHILLING : Tracking of frequency hopping spread-spectrum signals in adverse environments. IEEE Trans. Comm. Vol Com-31, pp. 955-965 Aug. 1983

[35] S. GLISIC : Frequency hopping spread spectrum receiver using real time Fourier transform of the input signal. Proc. MILCOM'84 Conf. Rec. Los Angeles, pp. 9.3.1.-9.3.5., Oct. 1984

[36] C. GOUTELARD : Séquences d'étalement à synchronisation optimale par commutation d'opérateurs incommutables. Symposium AGARD EPP, Proc. N° 4423, Paris, 17-21 Oct.1988

[37] C. GOUTELARD, A. JOISEL : Protection adaptative des systèmes fonctionnant par étalement de spectre. AGARD Conf. Proc. N° 345, Oberamergau, 24-28 May 1983

[38] G.F. GOTT, P. DOANY, E.B. DARBYSHIRE : Experimental robust HF modem incorporating adaptative excision. AGARD Conf. Proc. N° 420, Lisbon, 26-30 April 1987

[39] C. GOUTELARD, J. CARATORI : Minimisation du coût de transfert de l'information dans les systèmes HF à étalement de spectre. Symposium AGARD EPP Proc. N° 442, Paris, 17-21 Oct. 1988

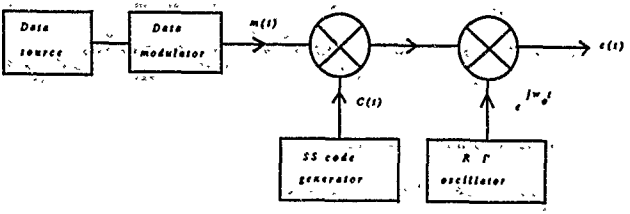


Figure 1

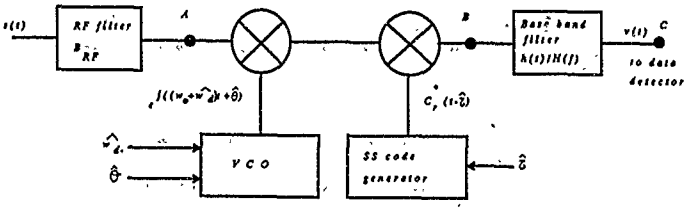


Figure 2

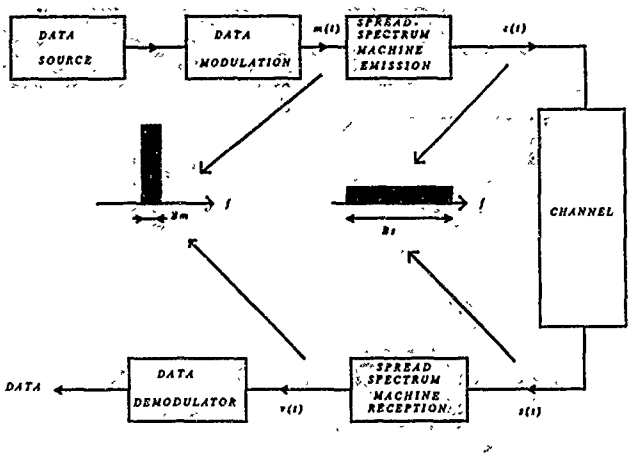


Figure 3

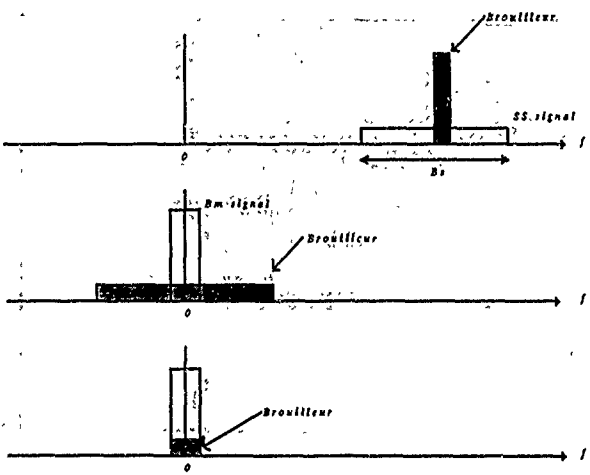


Figure 4

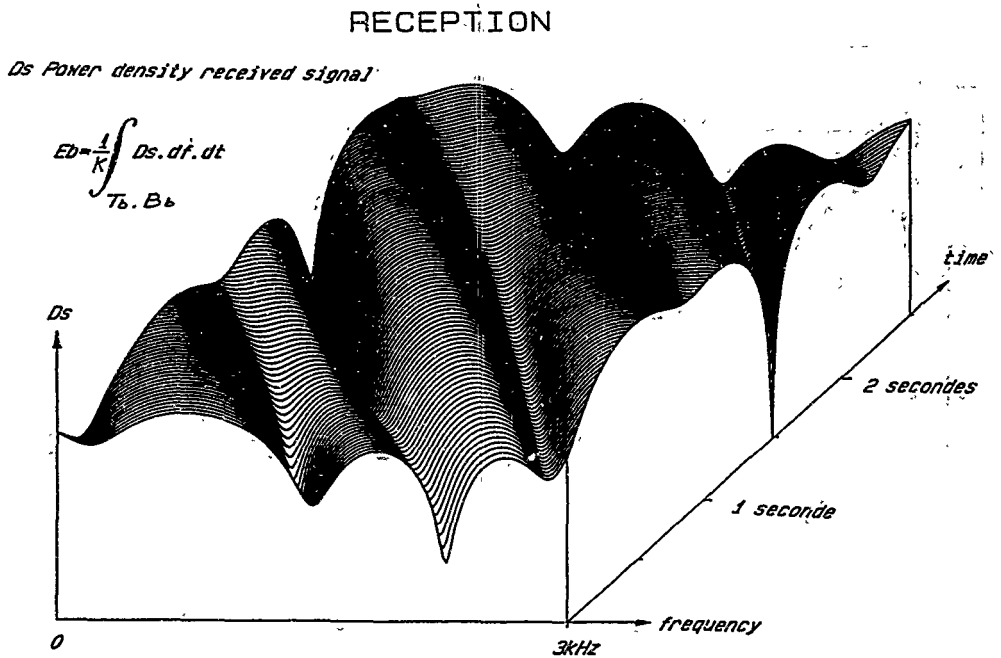

RECEPTION
Ds Power density received signal
$Eb = \frac{1}{K} \int_{Tb.Bb} Ds.df.dt$
Ds
time
2 secondes
1 seconde
frequency
0
3kHz

Figure 5

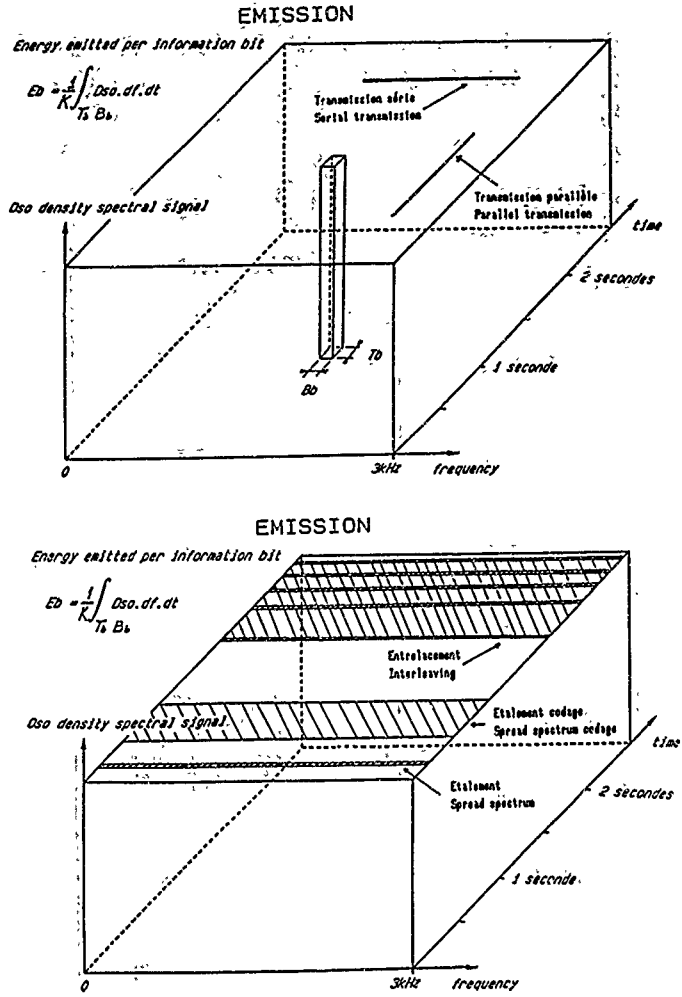

EMISSION
Energy emitted per information bit
Transmission série
Serial transmission
Transmission parallèle
Parallel transmission
Dso density spectral signal
time
2 secondes
1 seconde
Td
Bb
0
3kHz
frequency
EMISSION
Energy emitted per information bit
Entrelacement
Interleaving
Etalement codage
Spread spectrum codage
Dso density spectral signal
time
Etalement
Spread spectrum
2 secondes
1 seconde
0
3kHz
frequency

Figure 6

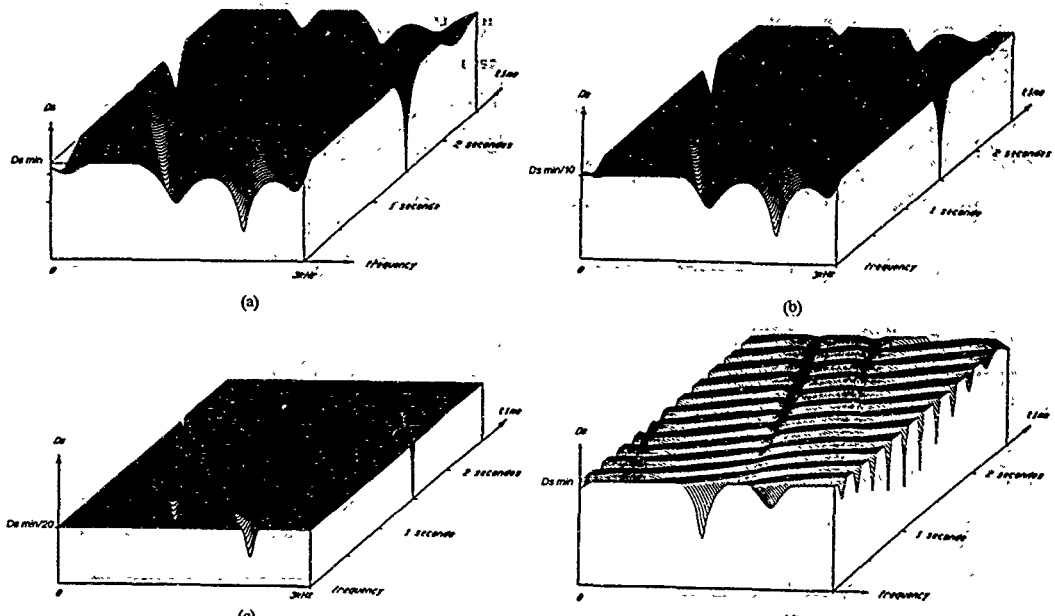
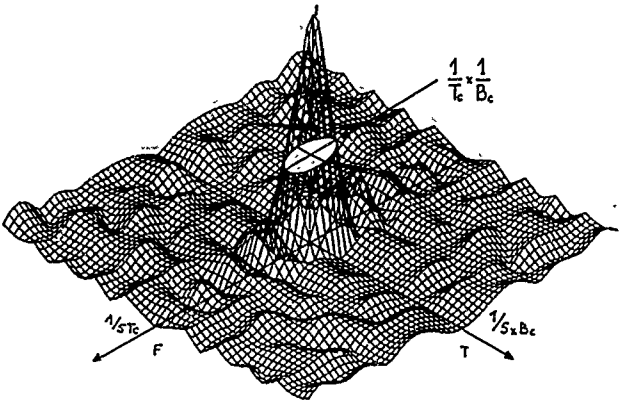
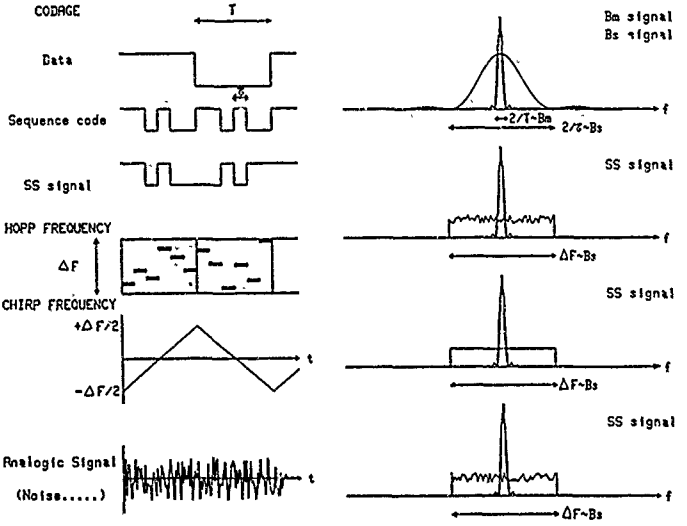

Ds
Ds min
time
2 seconds
1 seconds
frequency
0
3Hz
(a)
Ds
Ds min/10
time
2 seconds
1 seconds
frequency
0
3Hz
(b)
Ds
Ds min/20
time
2 seconds
1 seconds
frequency
0
3Hz
(c)
Ds
Ds min
time
2 seconds
1 seconds
frequency
0
(d)

Figure 7

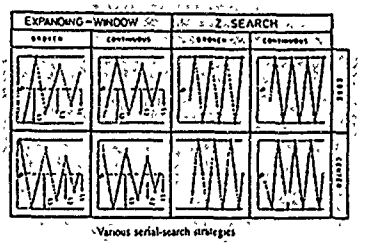


(a) Fonction d'ambiguité du code pseudo aléatoire n=8

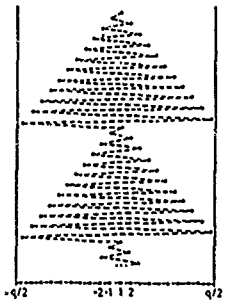


(b) Classes des signaux d'étalements

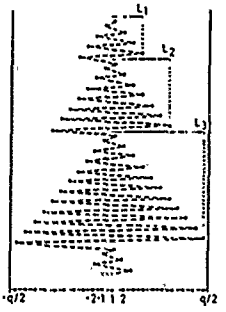
Figure 8



Various serial-search strategies



Uniformly expanding alternate search strategy (UEA).



Nonuniformly expanding alternate serial search strategy (NUEA)

Figure 9

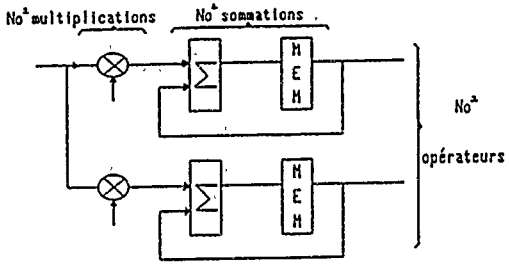


Schéma conventionnel des corrélateurs
No⁴ multiplications

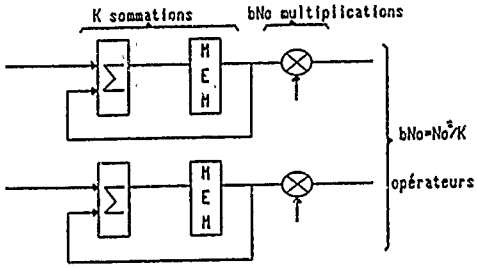


Schéma de corrélateur obtenu par
commutation d'opérateurs : bNo² multiplications

Figure 10

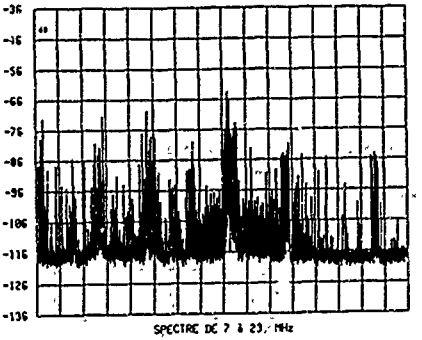
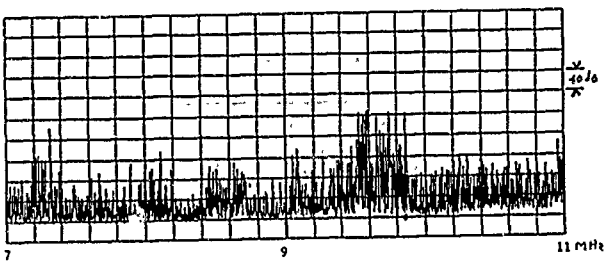
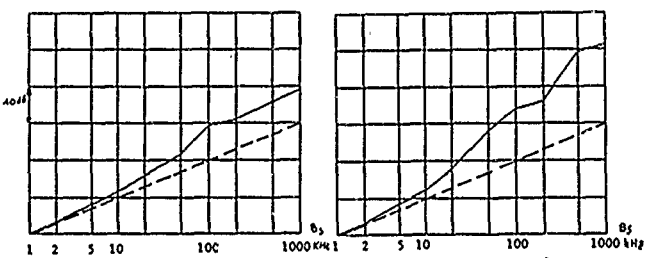


Figure 11



a) Spectre de la gamme



— — — — Variations dans le cas d'un bruit blanc

b) Variations dans le cas d'une plage peu perturbée 8-9MHz

c) Variations dans le cas d'une plage fortement perturbée 9-10MHz

Figure 12

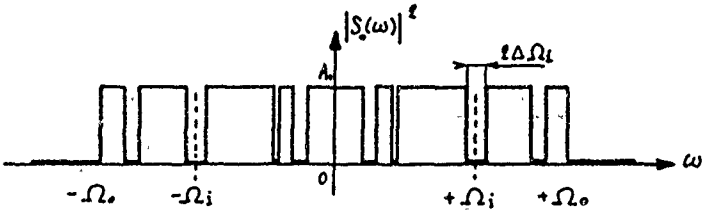
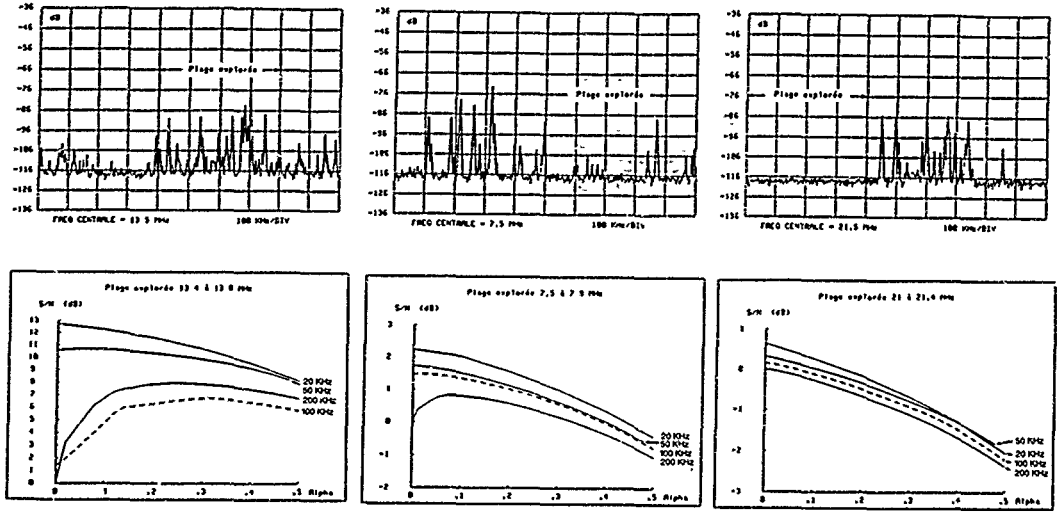

$|S_o(\omega)|^2$
A_o
$\ell\Delta\Omega_i$
ω
$-\Omega_o$
$-\Omega_i$
0
$+\Omega_i$
$+\Omega_o$

Figure 13



a) Plage fortement perturbée 13,4-13,8MHz b) Plage moyennement perturbée 7,5-7,9MHz c) Plage très peu perturbée 21-21,4MHz

Figure 14

LES CONTRE-MESURES ELECTRONIQUES DANS LES SYSTEMES A GRANDES BANDES SPECTRALES

Pierre FUERXER

- Direction des Recherches, Etudes et Techniques -

26 Boulevard VICTOR

00460 ARMEES

RESUME

La lutte contre la guerre électronique a motivé de nombreuses recherches militaires. Les systèmes à spectre étalé ont été développés pour se protéger des systèmes de contre-mesures actuellement en service. Que seront les performances des systèmes de transmission à bande large en face de contre-mesures mieux adaptées ?

Quelles sont les tendances à long terme ?

Ce sont les questions auxquelles nous tentons de répondre en examinant successivement les différentes activités de la guerre électronique ; interception, localisation et brouillage.

I. INTRODUCTION

Le développement de systèmes militaires de transmission à bande large a été justifié par la nécessité, ressentie par les militaires, de se protéger d'une guerre électronique de plus en plus intense. Des résultats appréciables ont été obtenus et l'efficacité des systèmes en service fortement limitée en face de ces nouvelles modulations. Il faut cependant admettre que les spécialistes de la guerre électronique ne manqueront pas d'adapter les systèmes qu'ils conçoivent à ces nouveaux signaux. Les évolutions actuellement en cours ou prévues à court terme sont les épisodes d'une bataille dans laquelle l'arme ou la cuirasse peuvent remporter des succès tactiques, mais sans doute pas des victoires définitives. Il ne serait pas possible de décrire les épisodes de cette lutte sans révéler des informations hautement classifiées. Il m'a donc semblé préférable de préciser, en faisant abstraction de toute difficulté technologique, quelles sont les limites fondamentales qui s'imposent tant aux systèmes de guerre électronique qu'aux procédés de contre-contre-mesures électroniques.

Seront analysés successivement les problèmes liés à l'interception des signaux à large bande, ceux liés à la localisation des émetteurs et enfin au brouillage des récepteurs. Dans chaque cas, les signaux à bande large seront comparés aux modulations classiques. Enfin, une conclusion fera ressortir les éléments les plus saillants de cette analyse et la nature des choix opérationnels en jeu.

Bien évidemment, les limitations technologiques restreignent la liberté de choix des spécialistes. Les systèmes qu'ils vont réaliser ne seront sans doute pas aussi ambitieux. En tout cas, il importe que les décideurs connaissent bien les limites théoriques, seules intangibles, et puissent choisir en connaissance de cause. Ce document est écrit à leur intention.

II. INTERCEPTION DES SIGNAUX A LARGE BANDE

Un récepteur d'interception doit pouvoir détecter un signal à spectre étalé dans un environnement complexe comprenant du bruit radioélectrique et des émissions de toute nature. Sauf dans les cas exceptionnels, mais toujours possibles, où la proximité de l'émetteur à intercepter est telle que l'onde émise peut être reçue avec un rapport signal sur bruit suffisant sur une antenne large bande, il est nécessaire de mettre en oeuvre diverses techniques de traitement de deux types de traitements ; le filtrage temporel et le filtrage spatial. La détection des signaux se fera ensuite dans un détecteur, c'est à dire un système non linéaire qui pourra être assez complexe dans le cas des signaux à large bande.

2.1. Le filtrage temporel classique

Si la bande du signal est B, il est naturel de réduire l'influence du bruit et des autres signaux en utilisant un filtre de largeur de bande B.

Ce traitement est toujours possible quelle que soit la modulation du signal.

2.1.1. Extraction d'un signal noyé dans un bruit blanc

L'efficacité du filtrage peut être évaluée facilement lorsque le bruit dans lequel est noyé le signal est blanc et gaussien.

Il est intéressant de le comparer au seuil de fonctionnement du récepteur adapté. Celui-ci nécessite que l'énergie reçue par bit transmis soit supérieure à un seuil voisin de celui d'un dispositif à bande étroite :

$$E/N_0 > S_0$$

Appelons R le débit de la transmission et b le paramètre :

$$b = B/R$$

Le signal sur bruit à la sortie du récepteur d'interception, correspondant à la limite de portée de la liaison à intercepter vaudra :

$$S/B = \frac{E}{N_o} \times \frac{R}{B} = \frac{E}{N_o b} = \frac{S_o}{b}$$

On pourra ainsi détecter un signal à spectre étalé dès que la marge de la liaison émetteur/intercepteur dépassera un seuil lié au temps d'observation du canal.

Comme dans un radar, on pourra faire une moyenne des amplitudes observées à des instants séparés d'une durée T = 1/2B. On obtient ainsi un gain d'intégration incohérente comme disent les radaristes. On peut l'approximer par l'une des formules empiriques utilisées pour le calcul du gain de post intégration incohérente.

Lorsque le paramètre b est grand, le seuil de détection à probabilité de fausse alarme de 10^{-p} sera amélioré dans le rapport :

$$g = pb$$

Pour les valeurs petites de b ce gain sera supérieur à cette valeur sans pouvoir dépasser la valeur b. Il en résulte que la perte de seuil de détection due à l'étalement de bande sera faible ou nulle pour les valeurs faibles de b et pourra être approximée lorsque b est grand par la formule :

$$R = \frac{b}{pb} \approx b/p$$

Par exemple, pour b = 256 et une fausse alarme de 10^{-4} on trouve R = 8, ce qui correspond à une perte de seulement 9 dB par rapport au seuil de détection d'un signal à bande étroite, et sans doute moins, si on tient compte du fait que la puissance de l'émetteur aura été augmentée pour conserver la même portée, malgré les imperfections d'un récepteur bien plus complexe.

Lorsque le paramètre b a une valeur très élevée, les signaux seront moins détectables que sans étalement, mais, notamment dans le cas des liaisons radio mobiles terrestres, ils le resteront.

2.1.2. Efficacité du filtrage dans le cas général

Si le bruit thermique est toujours présent, les signaux à large bande peuvent également être masqués par d'autres émissions. Dans un environnement dense, il sera très difficile de séparer par un simple filtrage, des signaux dont les spectres auront tendance à se superposer. Les signaux les plus faibles seront masqués par les plus forts, mais ceux-ci seront le plus souvent détectés. C'est sans doute ce phénomène, pour autant qu'il soit bien exploité qui est le plus capable d'assurer la faible probabilité d'interception des signaux à large bande.

2.2. Les améliorations possibles du filtrage temporel

Si le récepteur d'interception disposait de toutes les informations possibles sur le signal recherché, son seuil de détection serait inférieur ou égal à celui du récepteur vers lequel est envoyé le message. Il serait donc possible d'atteindre les performances obtenues sur les signaux à bande étroite. Malheureusement, dans les systèmes militaires à large bande, une partie de cette information est maintenue secrète. Les lois de saut de fréquence ou les codes d'étalement dépendent d'algorithmes de chiffrement très difficiles à percer.

Il faut donc rechercher des techniques d'interception qui n'utilisent que les caractéristiques connues à l'avance du spectre émis.

On peut citer les suivantes :

2.2.1. Utilisation de la signature spectro-temporelle du signal

Le spectre de puissance du signal émis n'est pas nécessairement stable à court terme. Le cas le plus trivial est celui du saut de fréquence pour lequel la densité spectrale de puissance est identique à celle d'un émetteur classique pendant la durée d'un pallier et par conséquent les seuils de détection de ces deux émissions identiques, à un gain d'intégration cohérente près sur les détections élémentaires.

2.2.2. Utilisation de caractéristiques propres du signal recherché

Pour atteindre une faible probabilité d'interception (LPI), on cherche à donner aux signaux à large bande des caractéristiques les plus proches possibles de celles du bruit blanc gaussien.

Il reste toutefois entre ces signaux et le bruit blanc gaussien des différences qui doivent permettre de les identifier. En faisant abstraction des difficultés pratiques de mise en oeuvre, il est possible de les discriminer à partir des critères suivants. Tout d'abord, la probabilité d'amplitude de ces signaux est très différente de celle du bruit gaussien. Il en est de même de leur stationnarité spectrale ou de celle de leur fonction d'auto-corrélation. Enfin, ils présentent souvent, au moins pendant certaines phases de communication des défauts pouvant aller jusqu'à l'existence de raies spectrales non modulées, donc extrêmement faciles à détecter.

2.2.3. Analyse par codes adaptés

Si on a une connaissance suffisante des signaux à intercepter, on peut imaginer des filtrages par une famille de codes orthogonaux ou non conçue pour séparer au mieux les émissions recherchées du bruit.

Cette méthode peut être appliquée aux signaux étalés par code courts mais perd tout intérêt lorsque le nombre de filtrages possibles devient important. Si on dispose d'une connaissance parfaite du mode de fonctionnement du système à intercepter, cette dernière méthode peut s'avérer extrêmement performante. Elle est toutefois rarement applicable, ce qui ne lui laisse qu'un intérêt théorique.

2.3. Conclusion

Les systèmes à large bande conservent donc un léger avantage sur les systèmes classiques et sont plus difficiles à intercepter, même si la désensibilisation des récepteurs est plus faible qu'on ne le pense habituellement. C'est sans doute la diminution de la sélectivité des récepteurs d'interception qui joue le rôle le plus important. Dans la mesure où ceux-ci ne sont pas capable de séparer les différents signaux présents simultanément dans le spectre radio-électrique, leur intérêt diminue sensiblement.

III. LE FILTRAGE SPATIAL

Même si la notion de filtrage spatial est récente, c'est une technique qui a été appliquée dès les débuts de la radio-électricité. Les opérateurs avaient vite compris l'intérêt des antennes directives pour séparer les signaux reçus. Très rapidement les principes des goniomètres avaient été inventés. La localisation par radiogoniométrie des émetteurs ennemis devenait l'activité essentielle de la guerre électronique. On s'est alors appliqué à déterminer le plus rapidement possible les positions des émetteurs interceptés à partir d'une chaîne de goniomètres répartis sur le terrain de façon telle que, par recoupement entre les différentes observations, il soit possible de les localiser avec précision.

Comment cette technique peut-elle s'appliquer aux signaux à bande large ?

Existe-t-il des techniques de localisation mieux adaptées à ces émissions ?

Que peuvent apporter les techniques modernes de traitement d'antenne ?

Comment la propagation limite-t-elle les performances des systèmes de localisation ?

C'est à ces question que nous allons tenter de répondre.

3.1. La goniométrie

3.1.1. Localisation d'un signal à bande large à l'aide d'un goniomètre classique

Supposons que nous essayons de mesurer l'angle d'arrivée d'un signal à bande étalée de bande B à l'aide d'un goniomètre adapté aux signaux classiques de bande B/b, b étant le taux d'étalement défini précédemment.

Sous réserve que le temps d'observation soit suffisant, la puissance du signal filtré par le récepteur du goniomètre sera divisée par b. Il en résultera une diminution de sensibilité dans le rapport b. Si on admet, comme précédemment que le taux d'étalement b vaut 256, cela conduira à une perte de rapport signal sur bruit de 23 dB, ce qui est important.

Il est donc très difficile de localiser les signaux à spectre étalé sans adapter les goniomètres à leurs caractéristiques.

Pour les signaux des émetteurs à saut de fréquence, une première modification simple consiste à n'intégrer les mesures que pendant la durée d'un pallier de fréquence, de durée connue du goniomètre.

Si on suppose que les performances nominales de cet équipement sont obtenues par intégration sur une durée τ, plusieurs cas pourront se présenter. Si la durée T du pallier est supérieure ou égale à τ, il n'y aura aucune perte de sensibilité. Si cette durée est inférieure au temps d'intégration, il y aura une perte de sensibilité au plus égale à τ/T.

3.1.2. L'adaptation aux signaux à large bande

Pour éviter cette perte de sensibilité, il est naturel d'adapter la bande du récepteur à celle du signal large bande. Comme dans le cas des récepteurs d'interception, il sera possible de faire b fois plus de mesures de rapport signal sur bruit b fois inférieur pendant le même temps. Un traitement incohérent des mesures donnera donc une perte de sensibilité identique à celle observée en détection, le taux de fausse alarme étant remplacé par un paramètre lié au seuil de qualité de goniométrie.

3.1.3. Les nouvelles techniques de goniométrie

Depuis maintenant une trentaine d'années, le traitement d'antenne s'est considérablement développé. Des méthodes de détection basées sur l'utilisation des fonctions d'intercorrélations entre capteurs ont été mises au point. Dans le cas particulier où on ne considère que deux capteurs, les méthodes préconisées correspondant exactement aux techniques utilisées dans les goniomètres classiques. Par exemple, le traitement de signal effectué par un goniomètre interférométrique à ligne à retard variable réalise strictement la diagonalisation récursive d'une matrice interspectrale de dimension deux. Les traitements d'antenne sont donc le prolongement naturel des techniques de goniométrie.

3.2. Le traitement d'antenne

La théorie générale du traitement d'antenne permet de déterminer la directions des sources présentes et d'estimer leurs puissances, à partir des signaux reçus sur un réseau de capteurs de géométrie quelconque, sous réserve que le modèle de propagation des ondes soit connu.

Elle permet donc de faire en une seule opération, la détection et la localisation des émetteurs radio-électriques.

En général, les méthodes développées ne s'appliquent qu'aux signaux à bande étroite, c'est à dire tels que pour une source donnée, les déphasages entre capteurs soient pratiquement indépendants de la fréquence, ce qui s'exprime de la façon suivante, si L est la longueur du réseau d'antennes, B la bande des signaux traités et C la vitesse de la lumière :

$$L \times B \ll C$$

Cette condition sera en général respectée par les réseaux d'antennes et les théories supposant les signaux à bande étroite pourront être utilisées, en particulier les algorithmes de haute résolution.

3.2.1. La haute résolution

Sous les réserves précédentes, les traitements haute résolution classiques sont parfaitement adaptés à la détection et à la localisation de signaux à bande large. Toutefois, dans le cas où les dimensions du réseau d'antenne le nécessiteraient, il existe des méthodes haute résolution en large bande, certes plus complexes à mettre en oeuvre, mais d'un emploi parfaitement envisageable (1).

Sous réserve que le temps d'observation soit suffisant, ces méthodes ne sont limitées que par le nombre de sources présentes simultanément. Si N est le nombre de récepteurs, les algorithmes de haute résolution ne fonctionnent que si le nombre de sources est au plus N - 1.

De plus, le pouvoir séparateur angulaire décroît très vite lorsque le nombre de sources augmente ou lorsque leurs puissances sont très différentes.

3.2.2. Le traitement adaptatif

A l'origine, le traitement adaptatif a été inventé dans le but de maximiser le rapport signal sur bruit à l'entrée d'un récepteur. Il est très vite apparu que ce procédé était adapté à la détection et à la localisation de sources acoustiques sous-marines.

Comme les méthodes haute résolution, ces techniques sont applicables à la goniométrie de signaux à bande large, les limitations étant sensiblement les mêmes que celles des méthodes à haute résolution.

3.2.3. Le traitement des signaux reçus sur des antennes lacunaires

Dans la mesure où un nombre limité de sources large bande sont présentes simultanément, il est possible d'imaginer des dispositions optimales de capteurs permettant, pour une complexité de calcul fixée, d'améliorer la résolution angulaire. La technique de ce type la plus simple est la goniométrie par différence de temps d'arrivée qui est particulièrement bien adaptée à la localisation des signaux à large bande.

3.3. Les effets de la propagation

Les perturbations introduites par la propagation jouent un rôle fondamental en guerre électronique. Ce sont elles qui le plus souvent limitent les performances des systèmes de localisation.

Lorsque la propagation a lieu en espace libre, il suffit que la puissance reçue par chacun des récepteurs de la chaîne de goniomètres soit supérieure à un seuil.

Dans le cas général, des multitrajets existent. Leur effet est très variable selon la valeur du retard τ entre les deux signaux et les systèmes considérés.

3.3.1. Récepteurs et goniomètres classiques - Signaux à bande étroite

Dès que le retard entre le trajet le plus court et les autres trajets devient sensible par rapport à la période de la fréquence porteuse, des interférences apparaissent. Si, comme cela arrive souvent, les retards différentiels entre trajets atteignent plusieurs dizaines de périodes de l'onde transmise, l'amplitude observée sera perturbée et parfois très inférieure à celle liée au seul trajet principal. Ceci limite la sensibilité pratique des chaînes de radio-goniométrie.

La combinaison d'ondes de directions différentes a de plus pour effet de déformer localement le front d'onde ce qui implique des erreurs de goniométrie qu'il n'est pas possible de corriger, les antennes ayant une résolution angulaire insuffisantes pour réparer les signaux des différents trajets.

3.3.2. Récepteurs et goniomètres classiques - Signaux à bande large

Les performances de ces équipements vont rester analogues à celles obtenues sur les signaux à bande étroite tant que $B\tau << 1$, B étant la bande du signal et τ le retard différentiel entre les trajets.

Lorsque $B\tau$ est voisin de 1, les erreurs de goniométrie vont avoir tendance à diminuer. Les signaux correspondants aux trajets multiples commencent à se décorréler par rapport au trajet principal. Les mesures d'angle ou de retard entre récepteurs présenteront un bruit supérieur à celui qui aurait existé sans trajets multiples, mais il n'y aura plus de biais.

Lorsque $B\tau >> 1$, l'effet des multitrajets devient négligeable, leur contribution à la puissance de bruit diminuant avec le taux d'étalement.

3.3.3. Les méthodes modernes : le traitement d'antenne

Les théories modernes du traitement de signal mettent en oeuvre des algorithmes souvent assez complexes. Toutefois, le calcul proprement dit commence toujours par le calcul d'autocorrélations ou d'intercorrélations entre signaux reçus par les différents capteurs.

Ceci permet d'effectuer en tête une réduction considérable des données, les temps d'intégration maximum n'étant limités que par stationnarité géographique des cibles. De plus, à la seule condition que le nombre de capteurs soit supérieur au nombre de cibles présentes, elles permettent de localiser simultanément toutes les cibles, même si leur spectre de puissance sont identiques. Ces méthodes sont donc particulièrement adaptées à la localisation des émetteurs à bande large. Il faut noter cependant que les trajets multiples, dans la mesure où le produit $B\tau$ "est supérieur à 1" correspondront à des sources supplémentaires.

Les traitements adaptatifs, en séparant les signaux issus des différentes sources devraient permettre d'identifier les trajets multiples par estimation des retards entre les différentes voies de réception, et d'éliminer les sources parasites.

Tous ces traitements peuvent être effectués sur des antennes lacunaires de géométrie optimisée.

Ces nouvelles méthodes de traitement de signal peuvent donc apporter beaucoup en guerre électronique. Elles sont particulièrement adaptées à la localisation des émission à bande large, que ce soit des émissions à saut de fréquence ou des émissions étalées par codage, en présence de trajets multiples. Elles ne sont mises en échec que par les signaux à bande étroite tels que $B\tau < 1$, B étant la bande de fréquence émise et τ le retard différentiel maximum entre les principaux trajets multiples.

IV. LE BROUILLAGE

La résistance au brouillage est la caractéristique la plus souvent avancée, pour justifier l'adoption de systèmes de transmissions à bande large. Nous allons examiner successivement leur résistance au brouillage involontaire par les autres émissions et au brouillage volontaire sélectif ou non.

4.1. Le brouillage involontaire

L'encombrement de plus en plus élevé du spectre radio-électrique rend de plus en plus difficile le développement de systèmes de communications. La protection contre les défauts de propagation, la correction des erreurs aléatoires, l'accès multiple aux canaux de transmission impose un élargissement du spectre émis qui est loin d'être négligeable. L'introduction de la technique de saut de fréquence, en rendant aléatoire l'apparition de brouilleurs de fort niveau permet d'uniformiser la qualité de service offerte aux différents utilisateurs et améliore les performances globales des réseaux radio-mobiles. Lorsque l'emploi des fréquences par les différents utilisateurs n'est pas coordonné, la probabilité de collision est plus élevée et l'auto-brouillage augmente. Toutefois ceci peut être accepté dans les systèmes militaires. Les signaux à bande large obtenus par codage coexistent beaucoup plus difficilement entre eux et avec les émissions classiques.

4.1.1. L'auto-brouillage dans les systèmes à bande large utilisant l'accès multiple par codage

L'orthogonalité des codes d'étalement ne pouvant être obtenue pour tous les décalages temporels, les signaux des différentes liaisons se comporteront d'une façon analogue à un bruit blanc additif. Le désétalement procurera un gain en rapport signal sur bruit b, b étant le taux d'étalement. Il en résulte que les système sera bien plus sensible au brouillage par émetteur proche qu'un système classique qui admet couramment une protection de 80 décibels sur les fréquences proches, à l'exclusion des deux canaux adjacents.

4.1.2. Le brouillage des systèmes à bande large par les signaux à bande étroite

Comme dans le cas précédent, seuls les systèmes à étalement de spectre par codage sont sensibles à cette forme de brouillage. Les signaux à bande étroite, ou même les porteuses pures, contenus dans la bande d'étalement seront très perturbants. Ils ne seront éliminés que d'un facteur b, à moins qu'ils n'aient pu être filtrés avant désétalement au prix d'une distorsion du signal utile.

4.2. Le brouillage volontaire

Ce type de contre-mesure électronique est celui auquel on pense quand on parle de brouillage des systèmes militaires. Nous allons distinguer deux classes de brouillages qui se différencient par leurs objectifs : le brouillage de barrage et le brouillage intelligent.

4.2.1. Le brouillage de barrage

Ce brouillage vise à interdire toute communication dans une zone donnée et une bande de fréquence choisie. Pour atteindre cet objectif, il suffit d'émettre un bruit suffisant pour perturber les récepteurs situés dans la zone choisie. Cette forme de brouillage est strictement aussi efficace contre tous les types de transmission, qu'elle soit à bande étroite ou à bande large.

Une légère amélioration de l'efficacité de brouillage peut être obtenue en concentrant l'énergie émise sur une partie de la bande ou dans une période de temps bien choisies en fonction des caractéristiques du système à brouiller.

4.2.2. Le brouillage intelligent

Le brouillage intelligent se fixe deux objectifs : ne brouiller que les émissions ennemies et augmenter l'efficacité de la puissance de brouillage. Il suppose donc une bonne connaissance du signal à perturber et son interception préalable.

Un brouilleur intelligent doit donc trier les signaux interceptés, choisir parmi ceux-ci les émissions ennemies les plus importantes, estimer la probabilité qu'il parvienne à brouiller les récepteurs auxquels elles sont destinées et enfin émettre les signaux de brouillage les plus efficaces.

Si cette stratégie était réaliste sur des signaux à bande étroite, émis sur des fréquences fixées, elle est de plus en plus difficile à mettre en oeuvre contre les liaisons protégées.

La durée des paliers des liaisons à saut de fréquence est plus courte que les temps de réaction des brouilleurs et pourrait descendre jusqu'à une valeur telle que la différence de temps de propagation entre la liaison directe et le chemin passant par le brouilleur interdise à celui-ci toute possibilité d'intervention. Face aux systèmes à étalement de spectre par codage, il semble impossible de réaliser un brouilleur plus efficace que le bruit, même en sacrifiant la protection des signaux amis, un brouillage répéteur ne parvenant même pas à réémettre à temps le signal intercepté.

Les systèmes de télécommunications à bande large sont donc particulièrement efficaces contre le brouillage intelligent.

V. CONCLUSION

Ce tour d'horizon des problèmes liés à la guerre électronique montre à l'évidence qu'il n'y a pas de technique présentant simultanément les meilleures performances face à toutes les menaces.

Si les transmissions à bande large sont plus difficiles à intercepter, il n'est pas sûr que leur moins grande sensibilité aux défauts de propagation ne permettent à terme des précisions de localisation des émetteurs bien supérieures à ce qu'elles sont aujourd'hui, grâce à l'emploi des méthodes de traitement de signal modernes.

Enfin, leur insensibilité au brouillage intelligent est payée par un niveau d'autobrouillage maximum, incompatible avec une utilisation intensive des bandes de fréquence radio-électrique.

Ces conclusions générales ne doivent pas être appliquées sans discernement à tous les systèmes. Selon leurs conditions d'emploi, les différents avantages et inconvénients doivent être pondérés. C'est aux responsables opérationnels de dire in fine quel est leur choix.

REFERENCE :

1) G. BIENVENU, P. FUERXER
Coherent Wide Band High resolution processing for linear array - ICASSP 1989.

SYSTEMES ADAPTATIFS LARGE BANDE
WIDEBAND ADAPTATIVE SYSTEMS

P. FUERXER, D R.E.T. Délégation Générale à l'Armement
C. GOUTELARD, L.E.T.T.I. Université Paris-Sud

I. - INTRODUCTION -

L'adaptativité est un phénomène naturel qui assure la régulation des évolutions. Elle est utilisée dans les techniques de traitement de signal où elle trouve des applications dans les domaines les plus variés : propagations électromagnétique ou acoustique, géophysique interne ou externe, analyses médicales, traitement des images et des sons...

On examine dans cet exposé différentes techniques utilisées puis on compare leurs performances. Le traitement des signaux large bande est examiné par comparaison avec le traitement des signaux à bande étroite. Il en ressort un catalogue des problèmes rencontrés et de leurs solutions.

L'influence de la propagation est discutée dans une dernière étape au cours de laquelle une conclusion est apportée.

II. - FORMULATION GENERALE -

Les systèmes adaptatifs peuvent, en traitement du signal propre aux problèmes de propagation, être classés en trois grandes catégories.

- L'analyse de signaux reçus dont le formalisme de Fourier n'est qu'un des aspects simples, et bien connu.

- L'adaptation d'une réception à un signal temporel connu qui est utilisée pour évaluer la fonction de transfert d'un canal dont on veut corriger les défauts.

- L'adaptation d'un système de capteurs constituant une antenne à un environnement en vue de l'analyser ou pour assurer une réception optimale.

Ces trois aspects peuvent être synthétisés dans un même formalisme qui permet de les traiter par des méthodes identiques, et d'en faire une synthèse. Le problème des antennes adaptatives apparaît comme le plus complet car il introduit, par rapport aux autres, une dimension supplémentaire : l'espace. Une notion générale apparaît par l'utilisation d'un récepteur à N entrées comme l'avait, dès 1963, introduite H. MERMOZ [1]. C'est donc par les antennes adaptatives qu'a été abordée cette étude.

II.1. LES ANTENNES ADAPTATIVES

II.1.1. Formulation du problème

On considère un ensemble fini de P sources et un ensemble de N capteurs constituant l'antenne d'un récepteur à N entrées.

Soit $s_p(t)$ la forme analytique du signal de la p ième source observée en un point O_p, qui peut être le point d'émission, et $h_{np}(t)$ la réponse impulsionnelle du canal entre O_p et le capteur n. Alors le signal $r_n(t)$ délivré par le capteur n s'exprime par

$$r_n(t) = \sum_{p=1}^{P} h_{np}(t) * s_p(t) + b_n(t) \qquad (1)$$

où

$x_{(t)} * y_{(t)}$ désigne l'intégrale de convolution de x avec y

$b_n(t)$ est le bruit propre au capteur n.

Soient $R_n(f)$, $H_{np}(f)$, $S_p(f)$ et $B_n(f)$ les transformées de Fourier respectivement de $r_n(t)$, $h_{np}(t)$, $s_p(t)$ et $b_n(t)$, alors

$$R_n(f) = \sum_{p} H_{np}(f) \quad S_p(f) + B_n(f) \qquad (2)$$

Si on pose

$s_{np}(t) = h_{np}(t) * s_p(t)$

alors

$$r_n(t) = \sum_{p=1}^{P} s_{np}(t) + b_n(t) \qquad (3)$$

Si on fait l'hypothèse de l'indépendance des signaux $s_{np}(t)$ et des bruits $b_n(t)$, alors l'ensemble $\{s_{np}(t), b_n(t)\}$ constitue une base d'espace vectoriel E, l'ensemble des signaux reçus peut être représenté par un vecteur :

$$\underline{R}(f) = H(f)\,\underline{S}(f) + B(f) \tag{4}$$

où

$\underline{R}^T(f) = [R_1(f), R_2(f) \ldots R_N(f)]$

$\underline{S}^T(f) = [S_1(f), S_2(f) \ldots S_p(f)]$

$$H(f) = \begin{bmatrix} H_{11}(f) & H_{12}(f) & \cdots & H_{1p}(f) \\ & \vdots & & \\ H_{N1}(f) & H_{N2}(f) & \cdots & H_{Np}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^T(f) \\ H_2^T(f) \\ \vdots \\ H_N^T(f) \end{bmatrix} = \{d_1(f), d_2(f) \ldots d_p(f)\} \tag{5}$$

$\underline{X}$ exprime un vecteur de l'espace vectoriel

A^T exprime la transposée de la matrice A

Les paramètres Hnp(f) sont les fonctions de transfert du canal liant Op au capteur n

Hn(f) est le vecteur des fonctions de transfert du capteur n aux points Op

dp(f) appelé vecteur de direction de la source p, est le vecteur des fonctions de transfert du point Op aux différents capteurs.

Si l'on forme le signal y(t) (figure 1) par la somme pondérée de signaux issus des capteurs

$$y(t) = \underline{W}^T \underline{R} \tag{6}$$

où $W^T = \{W_1, W_2 \ldots W_N\}$, il devient possible de balayer tout l'espace vectoriel par variation des coefficients W_n.

Si Y(f) est la transformée de Fourier de y(t), alors

$$Y(f) = \underline{W}^T \underline{R}(f) \tag{7}$$

et d'après (4)

$$Y(f) = \underline{W}^T H(f)\,\underline{S}(f) + \underline{W}^T B(f) \tag{8}$$

or

$$W^T H(f) = \{A_1, A_2, \ldots A_p, \ldots A_p\} = H^T{}_S \tag{9}$$

et d'après (5)

$$A_p = W_1 H_{1p} + W_2 H_{2p} + \dots + W_K H_{Np} \qquad (10)$$

Si on veut ne recevoir qu'une seule source, $s_1(t)$, il faut que :

$$H^T_S = \{A_1 = 1, A_2 = 0 \dots A_p = 0 \dots A_P = 0\}$$

On doit donc résoudre un système linéaire de P équations à N inconnues.

- Si P = N, le système est fermé, la solution est unique et

$$W^T = H^T_S H^{-1}(f) \qquad (11)$$

Tous les coefficients sont déterminés.

- Si P < N, le système est indéterminé et on peut imposer N.P contraintes.

- Si P > N le système est, en général, incompatible.

II.1.2. Endomorphisme dans E

Soit E l'espace vectoriel défini par une base de signaux r_n et Γ l'application de E x E dans C définie par

$$\Gamma(r_i\ r_j) = \int_{-\infty}^{\infty} r_i\ r_j^*\ dt \qquad (12)$$

Cette application est une forme sesquilinéaire hermitienne
où r^* dénote le conjugué de r.
L'endomorphisme

$$\Gamma(r) = \Gamma(r\, r_1)\, r_1 + \Gamma(r\, r_2) . r_2 + \dots \Gamma(r, r_N)\, r_N$$

est défini par la matrice Γ :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma(r_1\ r_1) & \Gamma(r_1\ r_2) & \dots & \Gamma(r_1 r_N) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Gamma(r_N\ r_1) & \Gamma(r_N\ r_2) & \dots & \Gamma(r_N\ r_N) \end{bmatrix}$$

Cette matrice est donc hermitienne, définie positive et diagonalisable.
Ses coefficients mesurent l'énergie mutuelle entre les différents signaux captés.
Il existe donc une base de vecteurs $\{r'_n(t)\}$ pour laquelle la matrice est diagonale. Ces vecteurs sont obtenus par la pondération des vecteurs $r_n(t)$:

$$r'_n = \sum_{m=1}^{N} W_{nm}\ r_m \qquad (14)$$

où r'_n est donc un vecteur propre de l'endomorphisme

$$\Gamma(r'_n) = \lambda_n\ r'_n \qquad (15)$$

et l'endomorphisme s'écrit alors :

$$\underline{\Gamma}'^T(r') = \Lambda\ \underline{R}'$$

où

$$\underline{\Gamma}'^T(r') = [\Gamma'(r'_1),\ \Gamma'(r'_2)\ \dots\ \Gamma'(r'_N)]$$

$$\Lambda = \mathrm{Diag}\{\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_N\}$$

$$\underline{R}'^T = [r'_1,\ r'_2 \dots r'_N]$$

λ_n est la puissance du signal propre r'_n.
On peut donc synthétiser les signaux propres qui sont les signaux orthogonaux présents dans l'espace et il existe une matrice de passage de la base (r_n) à la base (r'_n)

$$\underline{R} = W\underline{R}$$

où (16)

$$W_N = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} & \cdots & W_{1N} \\ W_{n1} & W_{n2} & \cdots & W_{nN} \\ W_{N1} & W_{N2} & \cdots & W_{NN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1^T \\ V_n^T \\ V_N^T \end{bmatrix}$$

V_n définissant le n ième vecteur propre.
Si $r_n = r_n(t)$ est appelée matrice de covariance.

La forme :

$$E\ (R_i(f)\ R_j^*(f))$$

où E{X} dénote l'espérance mathématique de X, est sesquilinéaire hermitienne et la matrice Γ, appelée matrice interspectrale s'écrit :

(17)

$$\Gamma(f) = \begin{bmatrix} E(R_1(f)R_1^*(f)) & E(R_1(f)R_2^*(f)) \cdots & E(R_1(f)R_N^*(f)) \\ & \vdots & \\ E(R_N(f)R_1^*(f)) & E(R_N(f)R_2^*(f)) \cdots & E(R_N(f)R_N^*(f)) \end{bmatrix}$$

soit encore

$$\Gamma(f) = E\{R(f)\,R^H(f)\} \tag{18}$$

où $R^H(f)$ désigne la matrice transposée conjuguée de R(f)
$\Gamma(f)$ est appelée matrice interspectrale.

Si on admet l'indépendance des signaux et des bruits alors, d'après (2) :

$$\Gamma(f) = H(f)\Gamma_S(f)\,H^H(f) + \Gamma_B(f) \tag{19}$$

où

$$\Gamma_S(f) = E\{S(f)S^H(f)\} \qquad \text{matrice } P \times P$$
$$\Gamma_B(f) = E\{B(f)B^H(f)\} \qquad \text{matrice } N \times N \tag{20}$$

Si les sources sont décorrélées, $\Gamma_S(f)$ est une matrice diagonale, si elles sont partiellement corrélées, elle est hermitienne et si les capteurs sont alignés, équidistants et si les fronts d'ondes sont plans elle est Toeplitz.
La matrice $\Gamma_S(f)$ hermitienne est de rang P.

Les bruits étant supposés décorrélés et gaussiens, il sont statistiquement définis par leurs moments d'ordre 1 et 2. Si σ^2 est leur variance alors :

$$\Gamma_B(f) = \sigma^2 \, I \tag{21}$$

où I est la matrice identité.

Il s'ensuit que Γ étant hermitienne, elle possède N valeurs propres réelles, positives ou nulles qu'on peut noter par ordre décroissant.

$$\lambda_1(f) > \lambda_2(f) \ldots > \lambda_N(f) \geq 0$$

auxquels on peut associer les N vecteurs propres $\underline{V}_1(f) \ldots \underline{V}_N(f)$.

Ces vecteurs définissent, on l'a vu, une base orthogonale de l'espace vectoriel.
$H(f)\,\Gamma_S(f)\,H^H(f)$ construite à partir de P signaux est de rang P
Elle possède donc P valeurs propres positives et N - P valeurs propres nulles

$$\mu_1(f) \geq \mu_2(f) \geq \ldots \geq \mu_p(f) \geq \mu_{p+1}(f) = \ldots \mu_N(f) = 0$$

auxquelles on associe N vecteurs propres

$$\underline{U}_1(f), \underline{U}_2(f) \ldots \underline{U}_n(f) \ldots \underline{U}_N(f)$$

tels que

$\{\underline{U}_n(f)\}$ pour $n < P + 1$ sont définis par les P sources

$\{\underline{U}_n(f)\}$ définissent le sous espace complémentaire du précédent. Ils sont donc définis à une notation près.

Alors pour tout vecteur propre

$$H(f)\,\Gamma_S(f)\,H^H(f)\,\underline{U}n = \mu n(f)\,\underline{U}n(f) = [\Gamma(f) - \Gamma_B(f)]\,\underline{U}_n(f) \tag{22}$$

donc, compte tenu de (21) :

$$\Gamma(f)\,\underline{U}_n(f) = [\mu_n(f) + \sigma^2]\,\underline{U}n(f) \tag{23}$$

Cette expression montre que $\Gamma(f)$ a les mêmes vecteurs propres que $\Gamma_S(f)$ et que l'espace vectoriel peut être scindé en deux sous espaces complémentaires.

- Le premier appelé sous espace signal défini par les P premiers vecteurs propres et valeurs propres tels que

$$\lambda_n(f) = \mu_n(f) + \sigma^2$$
$$\underline{V}_n(f) = \underline{U}_n(f) = \underline{V}_{Sn}(f) \qquad (24)$$

où $\mu_n(f) > 0$ et où les vecteurs $V_n(f)$ forment une base orthogonale.

- Le second appelé sous espace bruit défini par les N - P derniers vecteurs propres et valeurs propres tels que

$$\lambda_n(f) = \sigma^2$$
$$\underline{V}_n(f) = \underline{U}_n(f) = \underline{V}_{Bn}(f) \qquad (25)$$

où $n \in \{P+1 \dots N\}$ et où les vecteurs $\underline{V}_n(f)$ forment une base orthonormée de ce sous espace orthogonal au précédent.
Il est défini par les plus petites valeurs propres identiques de $\Gamma(f)$ et vérifient la relation :

$$\underline{V}_B^T(f)\, V_{Sn}(f) = 0 \quad V_n \in \{1 \dots P\} \qquad (26)$$

où $\qquad \underline{V}_B^T(f) = [V_{p+1}(f), V_{p+2}(f) \dots V_N(f)]$

L'estimation de la matrice interspectrale est un problème majeur qui sera discuté par la suite. De ces estimations dépendent la qualité des traitements effectués, et dans les probièmes qui se rattachent aux propagations l'influence du canal devient souvent prédominante.

II.1.3. Traitements d'antenne

Les traitements d'antennes se classent en deux grandes catégories :

Si l'objectif visé est d'améliorer la qualité de la réception, on effectue un traitement en vue d'extraire de l'ensemble des P sources un signal particulier, par exemple comme on l'a vu, le signal 1. Dans ce cas on balaye, à l'aide des coefficients Wn (figure 1), l'espace source pour sélectionner le vecteur propre $V_1(f)$. On effectue alors un filtrage spatial comparable au filtrage fréquentiel mais très différent dans ses résultats puisqu'il devient possible de séparer des signaux de même fréquence. Ce résultat est obtenu en créant simplement des zéros dans le diagramme de rayonnement pour les directions d'arrivées des sources indésirables.

Si l'objectif est d'obtenir des informations sur les sources, telles que leur puissance leur nombre, leur direction d'arrivée, lorsqu'elles sont définissables, on réalise une opération plus précise appelée imagerie. Le cas le plus fréquent consiste à déterminer la direction d'arrivée des ondes en supposant que le front d'onde est localement plan. Cette hypothèse suppose dans le cas le plus simple, que les sources sont ponctuelles et éloignées de l'antenne.

Dans ces conditions, si l'on choisit les points Op en O situé au voisinage immédiat de l'antenne - on prendra en général un capteur de l'antenne - en exprimant :

$$s_p(t) = S_p(t)\, e^{jw_0t} \text{ où } S_p(t) \text{ est l'enveloppe complexe} \qquad (27)$$

alors le signal reçu par le capteur n peut être exprimer par :

$$s_{np}(t) = S_p(t - \tau'_{np})\, e^{j\omega_0(t-\tau_{np})} \qquad (28)$$

où τ_{np} et τ'_{np} sont respectivement les temps de phase et de groupe de l'onde p entre Op et le capteur n.

Si le milieu est localement non dispersif, avec les hypothèses précédentes, en choisissant un repère cartésien orthonormé $(0, \vec{u}_x, \vec{u}_y, \vec{u}_z)$ et en appelant $\vec{k}_p$ le vecteur d'onde de l'onde p.

$$|\vec{k}_p| = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$\vec{c}_n = x_n \vec{u}_x + y_n \vec{u}_y + z_n \vec{u}_z$ le vecteur de position du capteur n repéré par ses coordonnées x_n, y_n, z_n dans le repère choisi, alors :

$$\omega_0 \tau_{np} = \omega_0 \tau'_{np} = \vec{k}_p \vec{c}_n$$

et

$$s_{np}(t) = s_p(t - \tau_{np})$$

La caractéristique de transfert est alors définie :

- par la réponse impulsionnelle $h_{np} = \delta(t - \tau_{np})$ ou
- par la fonction de transfert $H_{np} = e^{-j\omega\tau_{np}} = e^{-j\vec{k}_p\vec{c}_n}$ (29)

La matrice H(f) donnée par la relation (5) prend alors une forme particulière caractérisée par le vecteur de direction $\underline{d}_p(f)$

$$\underline{d}_p^t(f) = (e^{-j\vec{k}_p\vec{c}_1},\ e^{-j\vec{k}_p\vec{c}_2} \ \dots\ e^{-j\vec{k}_p\vec{c}_N}) \qquad (30)$$

La connaissance des vecteurs de positions $\vec{c}_n$ permet de déduire la direction d'arrivée des ondes de l'évaluation de la matrice interspectrale.

II.2 TRAITEMENT SPATIAL ET TRAITEMENT FREQUENTIEL

Les signaux délivrés par des capteurs disposés sur une droite et de façon équidistante donnent un échantillonnage spatial des signaux (figure 2). La fréquence spatiale - longueur d'onde Λ - du signal échantillonné est liée à la longueur d'onde λ par la relation $\Lambda = \lambda/\sin\Theta$.
Ainsi, deux ondes de même fréquence pourront être distinguées par leur fréquence spatiale à condition que leurs angles d'arrivée n'aient pas des sinus égaux. Si on choisit comme point de référence la première antenne du réseau et $\vec{u_x}$ disposé sur la droite du réseau, alors en appelant L_e la distance entre deux antennes :

$$H_{np} = e^{-j(n-1)\vec{\lambda p}\, L_e\, \vec{u_x}} \quad (31)$$

Si on considère un signal temporel, composé de p signaux orthogonaux et échantillonnés à des instants (t, t-Te, t-2Te ..., t -(N-1)Te), alors le n ième échantillon vaut :

$$r_n(t) = \sum_p \delta(t-nTe) * s_p(t) + b_n(t) \quad (32)$$

et a pour transformée de Fourier

$$R_n(f) = \sum_p H_{np}(f)\ S_p(f) + B_n(f) \quad (33)$$

avec $H_{np}(f) = e^{-jwnTe}$ (34)

Les relations (32) (33) et (34) ont la même forme que les relations (1), (2) et (31). Ainsi, l'échantillonnage spatial d'ondes par un réseau rectiligne avec des capteurs équidistants et l'échantillonnage temporel régulier conduisent au même formalisme.

Une simplification apparaît cependant dans le cas des signaux puisque tous les vecteurs directionnels de la matrice H(f) sont identiques :

$$\underline{d}_1(f) = \underline{d}_2(f) = \dots \underline{d}_p(f)$$

car $H_{11}(f) = H_{12}(f) = \dots H_{1p}(f)$

L'estimation de R(f) est alors faite sur les échantillons successifs puisque

$$r_n(t - n_1 Te) = r_{(n + n1)}(t)$$

II.3. ADAPTATIVITE

Les méthodes adaptatives se ramènent aux schémas de la figure 3. Les signaux issus de capteurs (ou de ligne à retard) sont combinés dans un filtre dont les coefficients sont ajustables.

Le signal de sortie, y(t) est alors comparé à un signal de référence - qui peut d'ailleurs être nul- et un algorithme d'adaptation rend minimum la consigne $\epsilon(t)$.

II.3.1. Signal de référence

Si le signal de référence est connu, le critère d'adaptativité conduit à rechercher le filtre qui, en minimisant la consigne $\epsilon(t)$, élimine les signaux indésirables.

Ce principe est utilisé dans les modems autoadaptatifs lorsqu'un signal test est émis. La fonction de transfert $H_R(f)$ du filtre est, à une constante près, l'inverse de la fonction de transfert du canal.

Si le signal de référence est celui fourni par iun capteur (une prise de la ligne à retard), alors le filtre aura pour rôle de prédire sa valeur. Si $D_e(f)$ et $D_S(f)$ sont les densités spectrales des signaux d'entrée et de sortie d'un filtre linéaire de fonction de transfert $H_R(f)$ alors

$$D_S(f) = |H_R(f)|^2 D(f)$$

Si on impose $D_e(f) = D_0$, bruit blanc, alors le spectre du signal peut être déterminé en ajustant les coefficients du filtre prédictif.

Enfin, si le signal de référence est nul, on rendra minimum le signal de consigne en respectant certaines contraintes, comme par exemple la garantie d'un gain d'antenne fixe dans une direction donnée. Cette technique est utilisée dans le cas où l'on veut recevoir une onde dont la direction d'arrivée est connue à priori.

II.3 2. Avantage des sytèmes adaptatifs

L'avantage des systèmes adaptatifs apparaît simplement à travers le dernier exemple cité. Dans la formation de voie classique, pour recevoir une source de fréquence f_0 dont la direction θ_0 d'arrivée est connue, on forme le diagramme pour obtenir $Y(f_0,\theta_0)$ maximum cette notation

introduisant la notion de direction d'arrivée de l'onde dont dépend, pour un vecteur $\underline{W}$ donné, le signal y(t).
Si une source parasite de fréquence f_b existe dans la direction θ_b, la formation de voie classique n'évite pas que dans cette direction le gain d'antenne soit différent de zéro.

On a vu que si P < N il était possible d'imposer N - P contraintes au système. On peut dans ces conditions imposer

$$Y(f_p, \theta_p) = 0$$

et adapter le vecteur $\underline{W}(fo, \theta o)$ de façon optimale en tenant compte de l'environnement.

II.4. LES METHODES ADAPTATIVES

Les études relatives aux méthodes adaptatives sont nombreuses et il ne peut être envisager de les analyser toutes. Nous donnerons simplement une classification de ces méthodes en signalant pour les principales, les avantages et les limites.

Cette partie de l'exposé repose sur le traitement d'antenne pour lequel le problème est plus général que le traitement fréquentiel.

On peut classer les méthodes adaptatives en deux classes :

- Les méthodes paramétriques, qui s'appuient sur une modélisation à priori du signal.

- Les méthodes non paramétriques, dites méthodes découplées, qui s'appuient sur la décomposition en sous espace orthogonaux de la matrice interspectrale.

Les premières assurent, d'une façon générale, une meilleure résolution, mais sont sensibles au bruit qui introduit des incertitudes et des biais dans les résultats.

II.4.1. Méthodes paramétriques

Ces méthodes sont les plus anciennes, les premières proposées en 1969 par CAPON [2] en analyse spectrale par BURG [3] [4] en analyse spatiale, ont été perfectionnées par différents auteurs [5] [7]. Recemmemnt MUNIER et DELISLE [6] ont montré que ces méthodes s'inscrivent dans un concept plus général appelé FAQI (Filtrage Adapté - Quadration - Intégration).

II.4.1.1. Méthode de CAPON

Cette méthode basée sur la recherche du maximum du rapport signal à bruit est aussi appelée méthode à maximum de vraisemblance et dénomée MLM ou Ml (Maximum Likelihood Method).
La puissance du signal y(t) (figure 1) est donnée d'après (12) par :

$$\underset{\sim}{P}_{M}(f,\theta_0) = \underline{W}^T(f,\theta_0)\ \Gamma(f)\underline{W}^*(f,\theta_0)$$

Lorsqu'il n'y a pas de source dans la direction d'observation θ_0, la puissance reçue est celle du brouillage.
On cherche dans cette méthode à rendre $P(f,\theta_0)$ minimum en imposant la contrainte

$$Y(f,\theta_0) = \underline{W}^T(f,\theta_0)\ \underline{R}(f) = 1$$

qui impose un gain unitaire dans la direction θ_0.
La résolution de ce problème qui peut être faite par la méthode des multiplicateurs de LAGRANGE conduit au vecteur optimum :

$$\underline{W}_0(f,\theta_0) = \frac{\Gamma^{-1}(f)\underline{R}(f,\theta_0)}{\underline{R}^H(f,\theta_0)\ \Gamma^{-1}(f)\ \underline{R}(f,\theta_0)}$$

et l'estimation spectrale est donnée par :

$$\hat{P}_{M}(f,\theta) = [\underline{R}^H(f,\theta)\ \Gamma^{-1}(f)\underline{R}(f,\theta)]^{-1}$$

II.4.1.2. Méthode de prédiction linéaire

Dans cette méthode on effectue une prédiction linéaire en prenant comme signal de référence dans la figure 3, le signal rn(t) issu d'un capteur de l'antenne (ou l'échantillon rn(t) dans le cas de l'analyse spectrale). La valeur prédite y(t) = rn(t) est donc comparée au signal r(t). On cherche donc à minimiser $\epsilon(t)$ sous la contrainte que le premier coefficient du filtre (prédicteur + comparateur) soit égal à -1 :

$$\underline{W}^T(f,\theta_0)\,u_0 = 1$$

avec $u_0^T = [1\ 0 \dots 0]$
Le vecteur optimal s'exprime alors par

$$W_0(f,\theta_0) = \frac{\Gamma^{-1}(f)\,u_0}{\underline{u}_0^T\Gamma^{-1}(f)\ \underline{u}_0}$$

et le spectre estimé est

$$\hat{P}_{H}(f,\theta) = \frac{u_0^T\Gamma^{-1}(f)\,u_0}{|\underline{u}_0^T\ \Gamma^{-1}(f)\ \underline{R}(f,\theta_0)|^2}$$

II.4.1.3 Systèmes FAQI

Dans cette méthode, Y(f) est multiplié par un scalaire complexe $a_{(\theta)}$ de façon à déterminer

$$\hat{P}_{FA}(f,\theta) = E(|a(\theta)\ \underline{Y}(f)|^2) = |a(\theta)|^2\underline{W}^H(f,\theta)\ \Gamma(f)\ \underline{W}(f,\theta)$$

Le principe consiste toujours à balayer l'espace vectoriel engendré par les signaux captés pour sélectionner les vecteurs colinéaires aux vecteurs sousrce et éliminer les autres composantes.

On utilise selon les cas, deux lois différentes pour $|a(\theta)|^2$ qui apparait comme un facteur de pondération.

Si en absence de sources, seul le bruit subsiste et on impose que $P(f,\theta)$ soit égal à la puissance du bruit σ^2. Ce choix qui correspond à une normalisation forte donne

$$|a_{(\theta)}|^2 = \frac{1}{\underline{W}^H(f,\theta)\ \underline{X}(f,\theta)}$$

et le spectre estimé vaut alors

$$\hat{P}_{FA}(f,\theta) = \frac{\underline{W}_H(f,\theta)\ \Gamma(f)\underline{W}(f,\theta)}{\underline{W}^H(f,\theta)\underline{W}(f,\theta)}$$

Si en l'absence de bruit et en présence d'une seule source $[s_1(t)]$ on impose que la puissance de sortie soit celle de la source, alors

$$|a_{(\theta)}|^2 = \frac{1}{|\underline{d}^H(f,\theta)\ \underline{W}(f,\theta)|^2}$$

et le spectre estimé s'écrit :

$$\hat{P}_{FA}(f,\theta) = \frac{\underline{W}^H(f,\theta)\ \Gamma(f)\underline{W}(f,\theta)}{|\underline{d}^H(f,\theta)\ \underline{W}(f,\theta)|^2}$$

Toutes les méthodes globales se ramènent aux systèmes FAQI et diffèrent les unes des autres par le choix du vecteur d'analyse $\underline{W}(f,\theta)$ et du type de normalisation choisi.

Le principe consiste à balayer l'espace vectoriel des signaux captés mais la manière diffère d'une méthode à l'autre.
Les avantages offerts par ces méthodes résident dans la complexité réduite des calculs et leur bonne résolution. Leurs inconvénients résident dans les imprécisions des résultats qui dépendent de la puissance du bruit qui accompagnent les signaux. Les biais dépendent, non seulement du rapport signal/bruit, mais aussi de la corrélation partielle entre les signaux.

II.4.2. Méthodes découplés :

Ces méthodes sont basées sur les propriétés des éléments propres de la matrice interspectrale ou sur la séparation des sous espaces signal et bruit. Les premiers travaux dus à W.S. LIGGET [8] et à H. MERMOZ [9] qui utilisaient le sous espace source pour la résolution du problème. Cette méthode conduisait à des calculs importants qui ont été allégés par l'utilisation du sous espace bruit. La méthode la plus actuelle a été introduite par L. KOPP et G. BIENVENU [10] et simultanément par R.O. SCHMIDT [11] qui a donné des résultats généraux dans la méthode MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) qu'il a proposé.

Nous ne développerons que cette méthode, en signalant cependant que d'autres méthodes sont utilisées, comme la méthode de V.F. PISARENKO qui peut être vue comme un cas particulier de la méthode MUSIC, ou la méthode à norme minimale de R. KUMARESAN et D.W. TUFTS

[13] qui ont proposé une variante assurant une meilleure protection vis-à-vis du bruit ou la méthode du propagateur proposée par J. MUNIER [14] qui propose en fait une méthode de calcul différente des éléments de la matrice interspectrale.

Il a été vu que les vecteurs formant les bases de l'espace source et de l'espace bruit sont orthogonaux, ce qui se traduit par la relation (26)

$$\underline{V}^T_{Bm}(f)\,\underline{V}_{Sn}(f) = 0$$

Ces sous espaces sont délimités, on l'a vu, par les N - P valeurs propres les plus faibles auxquelles sont associés les vecteurs du sous espace bruit.
Si $\underline{d}(f,\theta)$ est le modèle normé du vecteur directionnel de l'espace source, chaque scalaire

$$\underline{d}(f,\theta) \cdot V_{Bm}(f) = \underline{d}(f,\theta)\, V_n(f)$$

$$n \in \{P+1, \dots M\} \quad m = n - P$$

s'annule lorsque $\underline{d}(f,\theta)$ coïncide avec un vecteur directionnel de source $d_n(f,\theta_n)$.

La norme de la projection du modèle de propagation sur le sous espace bruit s'annule donc dans ces conditions, c'est-à-dire

$$d^H(f,\theta)\, V_B(f)\, V_B^H(f)\, d(f,\theta) = 0$$

Cette équation possède donc P racines qui donnent les directions des sources.

Dans cette modélisation théorique, il est remarquable de constater que les résultats ne sont pas biaisés par le bruit qui n'intervient que dans les imprécisions des résultats. Comme dans un grand nombre de ce type de traitements, la qualité des résultats est améliorée par une observation plus longue des signaux et dans la mesure où ils sont suffisamment stationnaires.

II.6. PROBLEMES REELS LIES AUX METHODES ADAPTATIVES EN LARGE BANDE

Outre les problèmes classiques liés au fait que les signaux ne sont jamais identiques au modèle théorique adopté, modèle théorique ajusté pour permettre de mener avec une complexité encore acceptable les calculs, deux problèmes principaux apparaissent lorsqu'on travaille en large bande :

- Le premier a trait à l'existence de trajets multiples discernables qui introduisent des sources séparables spatialement et temporellement, problème propre aux antennes adaptatives et résolu dans les modems.

- Le second a trait au problème technologique de réalisation du filtre utilisé dans les systèmes adaptatifs (figure 3).

II 6.1. Hypothèses faites sur les signaux

Il est bon de mesurer les hypothèses faites sur les signaux dans les théories sur les systèmes adaptatifs :

- Les bruits sont supposés gaussiens et centrés, indépendants d'un capteur (échantillon) à l'autre. Les bruits sont donc au sens probalistique décrits si on connaît leurs moments jusqu'à l'ordre 2.

- Les signaux sont considérés d'amplitude complexe aléatoire, dont chaque composante est centrée, ou certains mais décorrélés.

- On fait l'hypothèse fondamentale de la stationarité et de l'ergodicité des signaux reçus. Cette hypothèse simplificatrice permet de remplacer les moyennes d'ensemble, au sens probalistique, par les mooyennes temporelles, ce qui oblige l'utilisateur à découper les signaux en intervalles suffisamment courts et à rechercher la moyenne pour respecter cette condition. Cette condition est souvent invalide, notamment en large bande à cause des interférences.

- Les canaux de propagation doivent pouvoir être décrits par leurs réponses impulsionnelles - fonction de transfert - supposée invariante dans le temps pendant une durée d'observation. S'il est toujours possible de réduire le temps d'observation pour que l'hypothèse de la quasi stationnante soit valable, cela se fait toujours au détriment du rapport signal/bruit et de la précision des estimations.

Enfin, notamment en imagerie, il est supposé que le front d'onde est définissable, donc que l'antenne ne soit pas placée sur une caustique de l'onde et que, sans être nécessairement plan, ce front ait au moins une forme connue.

II 6.2. Influence des trajets multiples en large bande

En large bande, l'existence de trajets multiples ne pose pas de problèmes théoriques particuliers. Ils introduisent plutôt une simplification théorique par rapport à la bande étroite dans la mesure où étant discernables ils se présentent séparément avec des fronts d'onde plus simples. Si B est la largeur de bande, deux trajets sont discernables si l'écart de leur temps de propagation est supérieur à 1/B, sinon ils sont considérés comme un seul trajet à évanouissement sélectif.

Lorsque le filtrage utilise comme signal de référence une réplique du signal souhaité, ces méthodes demeurent utilisables puisqu'elles décorrèlent les trajets. Par contre, le nombre de sources apparentes est lors multiplié par le nombre de trajets et il faut disposer d'un nombre d'antennes suffisant.

II.6.3. Contraintes imposées sur le filtre dans les larges bandes

Si l'on reprend la condition de filtrage de la relation (16)

$$W^T = H_S^T H^{-1}(f)$$

où

$$H_S^T = [1\,0\,0 \ldots 0]$$

$$H^T(f) = [d_1(f)\, d_2(f) \ldots d_p(f)\, d_P(f)]$$

avec

$$d_p^T(f) = [H_{1p}(f), H_{2p}(f) \ldots H_{Np}(f)]$$

et

$H_{np}(f)$: fonction de transfert du canal entre Op et le capteur n

Il est clair que les coefficients Wn de W doivent respecter les conditions sur une grande largeur de bande, ce qui complique de façon considérable le filtre.

On peut se rendre compte aisément de cette difficulté à travers le cas traité au paragaraphe II.1.3.

Si on se place dans l'hypothèse de fronts d'onde localement plans, dans un milieu localemnet non dispersif alors, d'après (30)

$$d_p^T(f) = [e^{-j\vec{k_p}\vec{c_1}},\ e^{-j\vec{k_p}\vec{c_2}}, \ldots\ e^{-j\vec{k_p}\vec{c_N}}]$$

ou encore

$$d_p^T(f) = [e^{-j\omega\tau_{1p}}, e^{-j\omega\tau_{2p}},\ \ldots e^{-j\omega\tau_{Np}}]$$

qui indique que les fonctions équivalentes sont des fonctions retard qui se retrouvent dans la réalisation des coefficients Wn.

En bande étroite, $\vec{k_p}\vec{c_n} = \omega\,\tau_{np}$ peut être approché par $\omega_0\,\tau_{np}$ et

$$d_p^T(f) = [e^{-j\omega_0\tau_{1p}},\ e^{-j\omega_0\tau_{2p}},\ \ldots, e^{-j\omega_0\tau_{Np}}]$$

qui indique que les fonctions à réaliser sont, cette fois-ci, des fonctions déphasage.

Ainsi, les traitements en large bande conduisent à une modification de la structure des filtres (figure 4) qui doivent utiliser des lignes à retard

$$(Wn = \alpha n\ e^{-j\omega T\Delta})$$

plutôt que des déphaseurs

$$(Wn = \alpha,\ e^{-j\Delta\varphi n} \text{ ou } \Delta\varphi\, n = \omega_0\,\tau_n)$$

Cette structure peut être modifiée dans les réalisations pour séparer la fonction filtrage spatial de la fonction égalisation qui reconstitue le signal utile exempt de distorsion [15].

Il est simple alors de voir que le signal $s_p(t)$ au point O s'écrivant (formule 27)

$$s_p(t) = S_p(t)\ e^{j\omega_0 t}$$

Le signal reçu par le capteur n dans l'hypothèse de la bande étroite est :

$$s_{np}(t) = S_p(t)\ e^{j\omega_0(t - \tau_{np})}$$

On se trouve dans l'hypothèse de la bande étroite si l'on peut admettre que l'enveloppe complexe ne subit pas de retard entre les différents capteurs. Il faut donc, si B est la bande du signal et L la plus grande dimension de l'antenne (T la durée du signal) que

$$B\,L << c$$

c : célérité de l'onde.

Cette limitation peut devenir gênante dans certains cas

III. - EFFET DE LA PROPAGATION SUR LES SYSTEMES ADAPTATIFS -

Dans ce chapitre, nous proposons d'examiner dans quelle mesure les différents phénomènes intervenant lors de la propagation des ondes dans l'environnement réel limitent les performances des systèmes adaptatifs.

De façon à ne pas reprendre la discussion pour chaque algorithme d'adaptation possible et pour les différents modes d'étalement de bande, nous allons nous limiter à considérer dans quelle mesure la propagation invalide les hypothèses les plus couramment faites en traitement adaptatif, tant dans les modems que dans les réseaux d'antennes.

Dans les modems adaptatifs, on suppose que le milieu de transmission est assimilable à un filtre linéaire dont on consignera au mieux la fonction de transfert de façon à minimiser le taux d'erreur de la liaison. Ceci suppose de façon implicite que le canal est stationnaire.

Un filtre continuement variable au cours du temps, quelle que soit sa structure, n'entre pas dans la classe des filtres linéaires et ses paramètres ne peuvent être identifiés à l'aide des méthodes de traitement de signal actuelles.

Lorsque l'on parle d'antennes adaptatives on suppose souvent, de façon implicite, l'existence au niveau du récepteur d'une onde plane provenant de la source.

Ce premier pas franchi, on associe alors aux ondes reçues les caractères qui découlent du choix de cette représentation simple et rassurante de la réalité :

- Les directions d'arrivée des ondes sont les directions des sources, aussi bien dans le cas du signal transmis par l'émetteur utile que de ceux des autres émetteurs que nous désignerons sous le terme générique de brouilleurs. Cette hypothèse s'exprime également en disant qu'il existe pour chaque source un front d'onde plan, le front d'onde étant dans ce cas une surface équiphase passant par le centre de l'antenne.

- Le milieu n'est pas dispersif, les déphasages liés à la propagation entre les sources et les antennes de réception sont assimilables à des retards purs indépendants de la fréquence, même si, en raison de trajets multiples, il n'existe plus de front d'onde plan.

- Le milieu est stationnaire. Comme dans les modems adaptatifs, cette hypothèse est fondamentale car elle justifie l'utilisation de filtrages spatiaux linéaires.

- Enfin, les sources sont stationnaires. Cette hypothèse sous-jacente permet de leur attribuer de nombreuses caractéristiques qui ne sont pas toujours vérifiées : puissances constantes, direction constante ou tout au moins lentement variable vis-à-vis des temps d'adaptation des systèmes, indépendance statistique ou au moins intercorrélations constantes. Compte tenu des défauts introduits par la propagation, ces différentes hypothèses sont plus ou moins bien vérifiées. Il en résulte des limitations pratiques aux performances des systèmes adaptatifs. Les résultats expérimentaux sont ainsi bien inférieurs à ceux qu'une étude théorique trop rapide pourrait laisser espérer.

Nous allons donc passer en revue tous les phénomènes qui interviennent et indiquer pour chacun les différentes façons dont ils pourront être interprétés par le système adaptatif.

III.1. LES TRAJETS MULTIPLES

En antennes omnidirectionnelles, il est rare que la propagation ne comporte pas de trajets multiples. En transmission haute fréquence, les différentes couches de l'ionosphère renvoient des signaux souvent décalés les uns par rapport aux autres de plusieurs millisecondes. En transmission SOL-SOL ou SOL-AIR l'existence de trajets multiples est très fréquente, notamment en milieu urbain. Des différences de temps d'arrivée allant jusqu'à 10μs sont couramment observées en VHF et en UHF. Les trajets correspondant à un même retard peuvent être attribués à des réflecteurs situés sur une ellipse dont les foyers sont l'émetteur et le récepteur.

On distinguera deux ellipses particulières :

- La première est l'ellipse de Fresnel qui correspond à une différence de temps de propagation d'un quart de longueur d'onde à la fréquence de la porteuse utilisée. Les obstacles situés dans cette zone affaiblissent le signal transmis mais ne créent pas de trajets multiples identifiables.

- Une ellipse correspondant à une différence de temps de propagation de ΔT par rapport au trajet direct tel que :

$$\Delta T \times B = \frac{1}{4}$$

Les échos provenant d'obstacles situés à l'intérieur de cette zone ne pourront pas être séparés du signal direct. Ils produiront une distorsion périodique d'amplitude et de phase du spectre de période F telle que :

$$\Delta F \times \Delta T = 1$$

La bande B du signal transmis étant faible par rapport à ΔF, on observera seulement une dispersivité apparente du milieu.

Ceci sera particulièrement gênant dans les antennes adaptatives. Même des trajets multiples de très faible niveau peuvent limiter la réjection maximale de brouilleurs, lorsque les algorithmes bande étroite sont utilisés (c'est-à-dire lorsque les pondérations sont indépendantes de la fréquence).

Pour chaque fréquence de la bande, on pourra considérer que le front d'onde n'est plus plan. Dans le cas de deux ondes de même polarisation, arrivant selon deux directions faisant entre elles un angle α, la déformation du front d'onde aura une période spatiale L telle que :

$$L = \frac{\lambda}{\sin \alpha}$$

A l'extérieur de cette ellipse, les différents trajets deviennent progressivement séparables en temps d'arrivée.
Pour une antenne adaptative, ces échos sont alors considérés comme des sources indépendantes et peuvent être éliminés, dans la mesure où leur nombre ajouté à celui des brouilleurs à éliminer reste inférieur au nombre de zéros indépendants que peut créer l'algorithme adaptatif.

III.2. LA DIFFUSION TROPOSPHERIQUE

Les inhomogénéités de la basse atmosphère diffusent les ondes radioélectriques. Bien que le niveau des ondes diffusées soit très faible, ce mode de propagation est mis à profit dans des faisceaux Hertziens transhorizon. Les diffuseurs situés dans le volume délimité par les faisceaux des antennes d'émission et de réception contribuent au transfert d'énergie. Le nombre de diffuseurs inclus dans ce volume étant très grand, la somme de toutes leurs contributrons est un signal fluctuant dans le temps selon une loi de Rayleigh (ou de Rice si on désire être plus précis).

Deux antennes différentes ou deux faisceaux pointés dans des directions différentes recevront des signaux dont les fluctuations sont décorrélees.

C'est pour résoudre les problèmes posés par ces liaisons qu'ont été commencées les études d'antennes adaptatives. Il fallait être capable de combiner de façon optimale les signaux fournis par plusieurs récepteurs.

Dans les systèmes adaptatifs, cette diffusion troposphérique est généralement négligée. Il n'est pas sûr qu'elle pourrait l'être dans des systèmes qui viseraient des performances beaucoup plus élevées qu'aujourd'hui.

III.3. LA DISPERSIVITE DU MILIEU

L'ionosphère est un milieu dispersif. Les spécialistes de transmission Haute Fréquence le savent bien. Cette dispersivité décroît en fonction de la fréquence. On admet que pour un satellite de radiolocalisation l'erreur qu'elle introduit sur le temps de propagation de groupe est de la forme :

Cette erreur, relativement importante à site bas, lorsque les rayons traversent l'ionosphère sur une longue distance peut être sensible sur un système à bande large.

D'une manière générale, tous les phénomènes dépendant de la longueur d'onde introduisent de la dispersivité. La propagation sur terre unie, que l'on tienne compte ou non de la rugosité du sol et du microrelief, est un phénomène dispersif. Les objets placés au voisinage immédiat des antennes modèrent leurs impédances et diagrammes de rayonnement. Même si on ne peut plus parler de trajets multiples, ces obstacles perturbent le front d'onde.et créent une dispersivité apparente du milieu de propagation.

III.4. LA STATIONNARITE DU MILIEU

Il est bien commode de supposer le milieu stationnaire pour établir des résultats théoriques. En réalité, cette hypothèse n'est jamais vérifiée. Comme les radaristes le savent bien, les signaux réémis par les diffuseurs à l'origine des trajets multiples fluctuent dans le temps. Il est possible de prédire, en fonction des conditions météorologiques, de l'environnement terrestre ou maritime, le niveau et la bande doppler des échos de fouillis qui leur sont associés. Le trajet principal lui-même n'est pas exempt de fluctuations. Toute vibration de l'antenne entrainera un déplacement de son centre de phase. Un déplacement de celui-ci d'une distance l cos wt produira une modulation de phase du signal reçu correspondant à l'addition d'un signal en quadrature de niveau efficace relatif :

$$\frac{l \pi \sqrt{2}}{\lambda}$$

Pour

$$\lambda = 10 \text{ cm}$$

$$l = 0{,}1 \text{ mm}$$

on trouve : - 67dB.

En haute fréquence, à 10MHz, un déplacement d'un fouet de 3 cm produirait un signal parasite de niveau relatif - 47dB, ce qui est loin d'être négligeable.

Dans les mobiles la non stationnarité des signaux résulte essentiellement du déplacement des véhicules par rapport à l'environnement et de l'un par rapport à l'autre. Il est facile de se rendre compte que lorsqu'un aéronef évolue dans l'espace, les directions dans lesquelles se trouvent les sources peuvent changer rapidement.

Les diagrammes d'antenne n'étant connus qu'imparfaitement, il sera difficile de prévoir les variations de champ reçu par les antennes qui en résulteront et d'ajuster en temps réel les coefficients des filtres.

Le déplacement des pièces mobiles comme les hélices d'avions de patrouille maritime ou les rotors d'hélicoptère modifient les signaux reçus. Par ailleurs, les vibrations de la structure, en modulant les échos proches, ajouteront à toutes ces fluctuations des composantes rapides. Enfin, les trajets multiples comportant au moins une réflexion sur le sol sont modulés par le déplacement de l'aéronef.

Les phénomènes observés sur les navires ou les véhicules terrestres sont analogues. L'environnement proche des antennes joue un rôle de plus en plus important. Le mouvement de la mer et des superstructures des navires perturbe le diagramme des aériens.

La mesure de taux d'onde stationnaire sur l'antenne d'un poste VHF monté sur un véhicule en mouvement suffit à convaincre qu'il ne peut y avoir aucune relation entre la direction apparente vue par l'antenne et la direction réelle de la source.

Une analyse plus fine de la propagation met en évidence un nombre élevé de trajets multiples conduisant à une structure complexe du champ. Des perturbations locales supplémentaires sont liées au couplage de l'antenne avec des objets situés à une ou quelques longueurs d'onde et leur influence ne peut être décrite que comme une non stationnarité du champ reçu.

Pour toutes ces raisons, les perturbations induites par la propagation sont de très loin la limitation principale aux performances des systèmes adaptatifs, même lorsque, dans le cas des modems adaptatifs, l'objectif poursuivi est justement de les annuler.

Le développement de ces techniques passe par un effort de modélisation de la propagation, sans lequel aucun progrès ne pourra être espéré à l'avenir.

IV. - LES DIFFICULTES TECHNOLOGIQUES -

Même si la tendance actuelle est à l'utilisation de plus en plus systématique du traitement numérique, les systèmes adaptatifs ne peuvent être réalisés sans fonctions analogiques. Les systèmes à large bande, en raison des fréquences d'échantillonnage qu'ils nécessitent ont besoin plus que les autres de faire appel à des calculs analogiques dont la puissance équivalente est et restera sans commune mesure avec celle des processeurs digitaux.

Nous allons donc regarder, fonction par fonction quelles sont les limitations des deux technologies analogique et digitale, aussi bien du point de vue de la dynamique que de la largeur de bande.

IV.1. PONDERATIONS COMPLEXES

Tous les traitements adaptatifs nécessitent le calcul de sommes pondérées de signaux convenablement déphasés.

En bande étroite, retards et produit complexes sont équivalents. En bande large, il n'en est pas de même. Un retard d'une durée τ correspond à la fonction de transfert :

$$f(\tau) = e^{-p\tau}$$

p étant le paramètre de Laplace ($p = jw$ pour les signaux sinusoïdaux).

Le déphasage effectué par multiplication par un nombre complexe de module unité correspond à la fonction de transfert :

$$g = e^{j\varphi}$$

Si on effectue une multiplication complexe là où il aurait fallu un retard pur on commet une erreur relative.

$$g - f(\tau) = e^{j\varphi} - e^{-p\tau}$$

avec

$$p = j(\omega_0 + \Delta\omega)\tau$$

$$\varphi = \omega_0 \cdot \tau$$

$$g - f(\tau) = e^{j\varphi}(1 - e^{j\Delta\omega\tau})$$

$$|g - f(\tau)| \approx \Delta\omega\tau$$

Dans les antennes adaptatives, la distance entre les antennes est généralement de l'ordre de /4 à la fréquence centrale w.

L'erreur commise en choisissant d'effectuer des multiplications complexes est alors de l'ordre de :

$$|g - f(\tau)| \approx \Delta\omega \times \frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{2}\frac{\Delta\omega}{\omega}$$

On constate que même pour une bande aussi faible que 10MHz à 300MHz, cette erreur est déjà en bord de bande de :

$$\frac{\pi}{2}\frac{5}{300}$$

soit - 32dB

Il est donc indispensable, dans le cas des systèmes à bande large de faire l'étude théorique en tenant compte de la méthode de pondération retenue pour la réalisation pratique : multiplication complexe, retard ou une combinaison des deux, une interpellation des retards étant faite par déphasage.

IV.1.1. Pondération d'antennes en analogique

Il n'est pas très facile d'effectuer des pondérations complexes de façon analogique.
Il est nécessaire de créer par filtrage deux signaux déphasés de $\pi/2$ dans toute la bande à traiter. Il faut ensuite pouvoir atténuer différemment chacune des composantes avant de les recombiner en sortie. toutes ces fonctions introduisant des pertes, il est nécessaire d'ajouter des amplificateurs pour les compenser, au détriment du facteur de bruit et de la linéarité (Fig 5).

Une autre technique consiste à combiner déphasage et changement de fréquence en une seule opération, la phase de l'oscillateur local étant ajustée à l'aide d'un déphaseur variable. La linéarité et la dynamique de ces systèmes restent très limitées.

Le progrès rapide des diodes de commutation hyperfréquence permet de réaliser des lignes à retard par commutation de longueurs de lignes.

Evidemment, la combinaison variable des taux d'onde stationnaire des commutateurs et des éléments de ligne à retard perturbe légèrement les résultats, mais il n'y a pas de raison pour que ces défauts soient plus importants que ceux qui résultent des caractéristiques des antennes et lignes de transmission qui les précèdent dans la chaîne de réception et dont les taux d'onde stationnaire ne sont pas meilleurs.

De plus, ces lignes à retard variables ont une dynamique sans commune mesure avec celle des précédentes, aucun élément non linéaire n'intervenant dans leur réalisation.

Il est toutefois nécessaire de faire suivre cette opération de retard par une pondération en amplitude à l'aide d'un atténuateur variable dont la linéarité est généralement meilleure que celle d'un mélangeur.

IV.1.2. Pondération numérique d'antennes

En théorie, rien n'est plus simple que d'appliquer au signal d'antenne un coefficient de pondération w. Ceci se ramène à une simple multiplication complexe.

Malheureusement, pour pouvoir faire cette opération, il faut disposer des échantillons complexes du signal à traiter. Comment peut-on les obtenir :

a) Tête analytique classique.
Le signal à numériser est multiplié avec deux signaux à la fréquence centrale de la bande à numériser (que nous appellerons par convention fréquence porteuse) déphasés de 90 degrés. Après filtrage passe bas, les deux composantes réelle et imaginaire peuvent être numérisées.

Les éléments analogiques constituant cette tête de réception ne sont pas très différents de ceux d'un multiplieur analogique. Les limitations technologiques qu'ils introduisent sont donc équivalentes.

Les codeurs numériques méritent une attention particulière. Leur linéarité doit être très bonne. Leur pas de quantification doit être sensiblement plus faible que le bruit thermique, de façon à ne pas dégrader le facteur de bruit. Le nombre de bits de codage doit être suffisant pour coder sans saturation les signaux parasites les plus forts qu'il est possible de rencontrer.

Enfin, ils doivent être capables de coder à une cadence suffisante F = 1/B, B étant la bande du filtre (mesurée au point où le signal transmis devient négligeable devant le bruit thermique)

b) Têtes analytiques à sur échantillonnage (Fig 10).
Lorsqu'il existe des codeurs assez rapides, il est possible de coder directement le signal, sans changement de fréquence, puis de générer par filtrage numérique les deux composantes des échantillons complexes. Toute la difficulté technologique est alors reportée sur le codeur analogique numérique.

IV.2 LE FILTRAGE DES SIGNAUX UTILES, AVANT TRAITEMENT

En général, dans un récepteur, il est nécessaire d'éliminer en tête des signaux parasites hors bande utile de forte amplitude. Il n'est pas rare en télécommunications que le signal d'un émetteur localisé soit reçu avec seulement 10dB de découplage sur une antenne voisine.

A proximité d'un émetteur de 1KW, il faudra atteindre une atténuation de 194dB pour ramener ce signal parasite au niveau du bruit thermique dans une bande de 1KHz. Des réjections de 100dB seront donc souvent nécessaires avant tout traitement. Ceci ne peut être réalisé que par des filtres analogiques passifs.

IV.3. LE CALCUL DES COEFFICIENTS DE CORRELATION

IV.3.1. Calcul analogique

Le calcul de coefficients de corrélation peut être fait de façon analogique sur le principe de la figure 10. Toutefois, ce schéma ne fournit que la partie réelle du produit. Dans le cas des signaux à bande étroite, centrés sur une fréquence porteuse, il faut calculer indépendemment les parties réelles et imaginaires du coefficient de corrélation, ce qui complique sensiblement le schéma.

IV.3.2. Calcul numérique

Ce calcul est trivial et ne nécessite qu'une puissance de calcul relativement limitée. Les solutions numériques sont donc préférées à chaque fois que le choix est possible.

IV.4. LE CALCUL DES COEFFICIENTS DES FILTRES ADAPTATIFS

Qu'il s'agisse de filtres spatiaux ou temporel, le calcul numérique des coefficients est toujours préférable, les méthodes analogiques ne permettant de mettre en oeuvre que des méthodes de zéro dont la vitesse de convergeance n'est pas toujours maîtrisable.

La mise en oeuvre des algorithmes d'adaptation nécessite pratiquement le passage aux méthodes numériques.

IV.5 LES FILTRES ADAPTATIFS EN BANDE DE BASE

Ces filtres désignés généralement sous le nom d'égaliseurs ne sont pratiquement réalisables que sous forme numérique. Même si les principes qu'ils mettent en oeuvre sont connus depuis longtemps, ce n'est que depuis que les techniques digitales sont suffisamment rapides que les applications pratiques sont apparues.

En conclusion, on observe que les techniques numériques sont nettement préférables aux techniques analogiques. Il y a donc lieu de les utiliser chaque fois que cela est possible.

Par contre, les fonctions de filtrage haute fréquence avant numérisation, de conditionnement de signaux avant codage et à fortiori de codage analogique numérique dans les systèmes digitaux sont très délicates.

Certains signaux parasites provenant de sources comme les brouilleurs de barrage ou les émetteurs proches peuvent injecter dans les récepteurs des niveaux considérables qu'aucun circuit actif ne peut recevoir sans introduire une intermodulation inacceptable.

Les solutions techniques adoptées dans les récepteurs classiques à bande étroite ne sont plus utilisables. Comment garantir l'identité parfaite de plusieurs chaînes de réception, l'apairage des gains, des chaînes de contrôle automatique de gain, de la bande passante et du déphasage différentiel des différentes voies ?

Pour rejeter un brouilleur reçu avec un niveau de 40 décibels supérieur au signal utile, il faut que la partie analogique d'entrée et le codeur numérique aient une dynamique très importante.

On doit admettre que ces performances doivent être tenues dans au moins une trentaine de décibels de dynamique. Le brouilleur doit, après traitement conduire à un signal à bruit du même ordre. Il en résulte que la partie analogique doit avoir au moins une dynamique de 100dB, éventuellement extensible par atténuateurs fixes en tête. Il ne faut donc pas sous estimer les difficultés technologiques que l'on rencontre dans la mise au point des systèmes adaptatifs.

BIBLIOGRAPHIE

[1] H. MERMOZ : Signaux faibles et antennes composées.
Annales des Télécommunications, Juillet-Août 1963, tome 18, n° 7-8, pp.126-140

[2] J. CAPON : High Resolution Frequency Wavenumber Spectrum Analysis.
Proc. IEEE, vol 57, Aug. 1969, pp. 1408-1418

[3] J.P. BURG : Maximum Entropy Spectral Analysis.
Proc.37th meeting society of exploration geophysic, Oklaoma City, 31 Oct. 1967

[4] J.P. BURG : A New Analysis Technique for Time Series Data.
NATO-ASI, Enschede-Netherlands, 1968

[5] J.F. BOHME : On Parametric Methods for Array Processing
Proc. ICASSP, Erlangen 1983, pp. 637-644

[6] J. MUNIER et G.Y. DELISLE : De l'analyse spatiale continue à l'analyse paramétrique.
Actes du GRETSI, Nice, mai 1985, pp. 307-312

[7] M.A. LAGUNAS, M.E. SANTAMARIA, A. GASULL and A. MORENO :
Maximum Likelihood Filters in Spectral Estimation Problems.
Signal Processing, 10, 1986, pp. 19-34

[8] W.S. LIGGET : Passive Sonar : Fitting Models to Multiple Time Series
NATO-ASI, Loughborough, 1972, Academic Press 1973

[9] H. MERMOZ : Complementary of the Propagation Model Design with Array Pr[illegible]ssing
Aspects of Signal Processing, Part 2, Tarconi editions, Dordrecht-Holland,
1977, pp. 463-468

[10] G BIENVENU et L. KOPP : Principe de la goniométrie adaptative.
Actes du GRETSI, Nice, Juin 1979

[11] R O. SCHMIDT : Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation.
Proc. RADC Spectral Estimation Workshop, Rome 1979, pp. 243-258

[12] V.F. PISARENKO : The Retrieval of Harmonics from a Covariance Function. Geophysics J.R. ASTRON. Soc., vol 33, 1973, pp. 347-366

[13] D.W. TUFTS and R. KUMARESAN : Frequency Estimation of Multiple Sinusoïds : Making Linear Prediction Perform Like Maximum Likelihood. Proc. IEEE, vol. 70, Sept. 1982, pp. 975-989

[14] J. MUNIER and G.Y. DELISLE : Spatial Analysis Using New Properties of the Cross-Spectral Matrix, IEEE-ASSP, à paraître

[15] L. FETY : Méthode de traitement d'antenne adaptée aux télécommunications. Thèse de doctorat d'Université, Paris, 1987

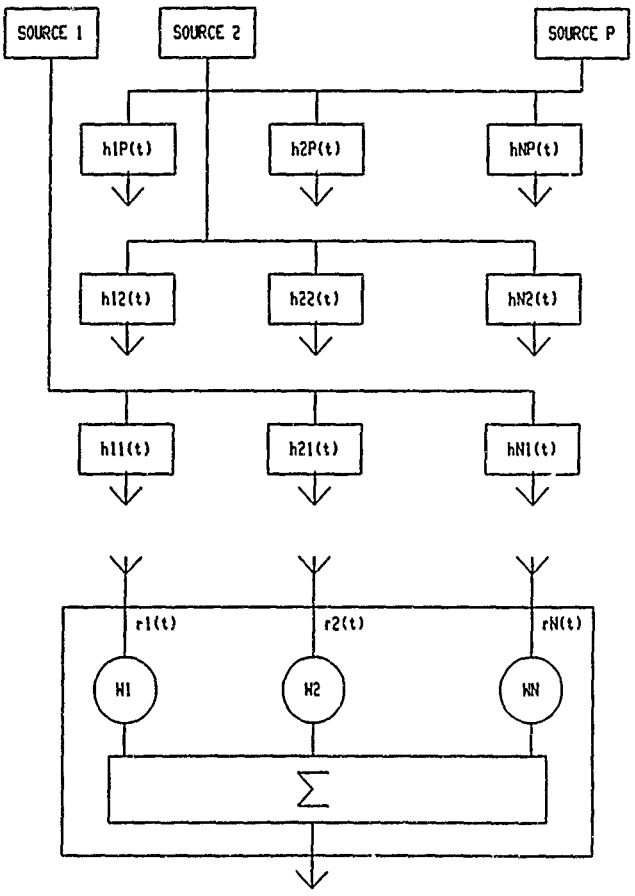
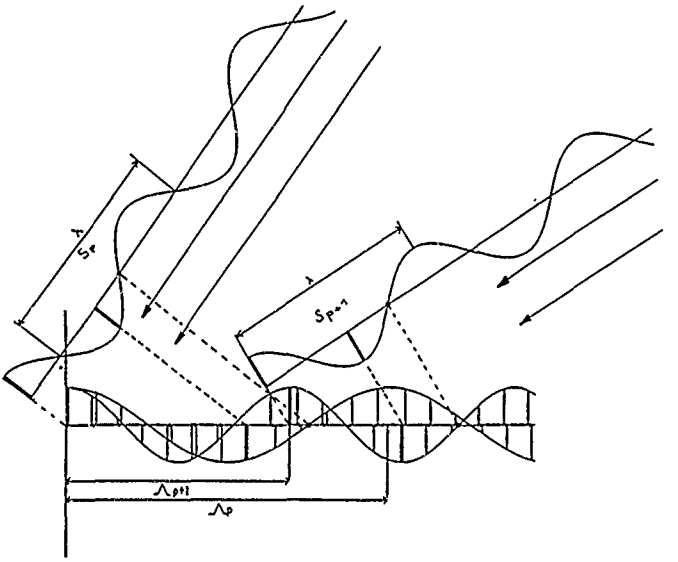


Figure 1

Schéma général du modèle de propagation

General schema of the propagation model



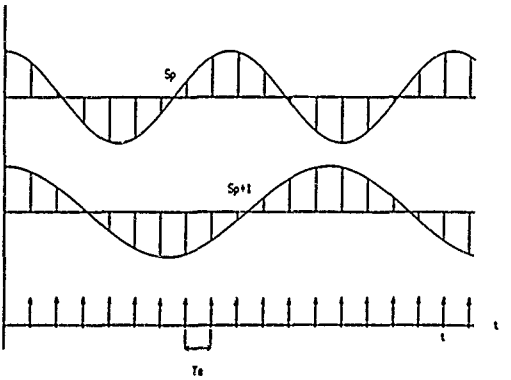
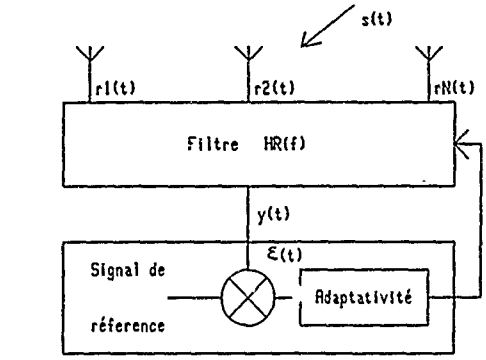


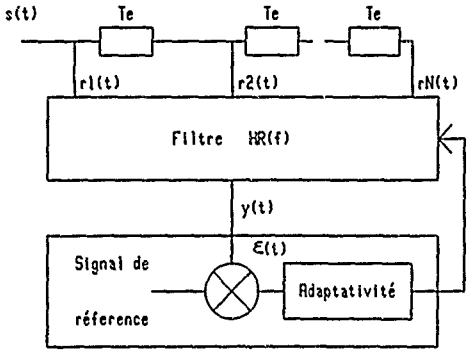
FIGURE 2

DUALITE ANALYSE FREQUENCIELLE ANALYSE SPATIALE

SPECTRUM ANALYSIS SPATIAL ANALYSIS DUALITY

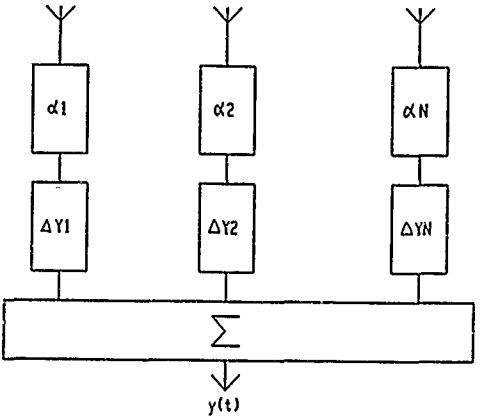


Modèle spatial (antennes) Spatial model (antennas)

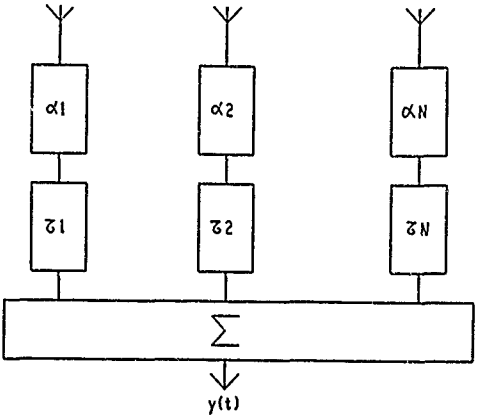


Modèle fréquentiel Spectral model

Figure 3
Modèle de traitement adaptatif fréquentiel et spatial
Model of spectral and spatial adaptative traitement



Filtre à bande étroite Narrow band filter



Filtre large bande Large band filter

Figure 4

Structure du filtre adaptatif de réception bande étroite et large bande

Structure of the reception adaptative filter narrow and large band

Fig 5

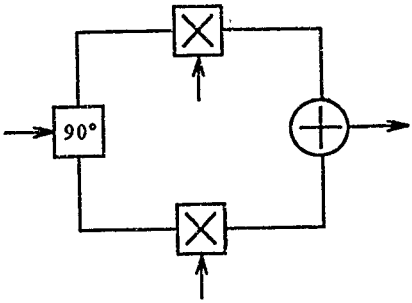


Fig. 6

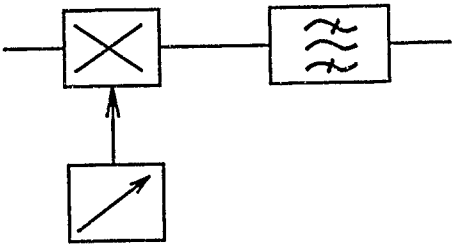
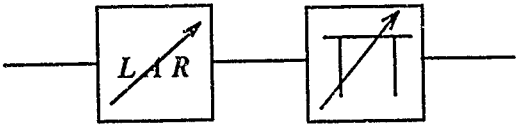


Fig 7



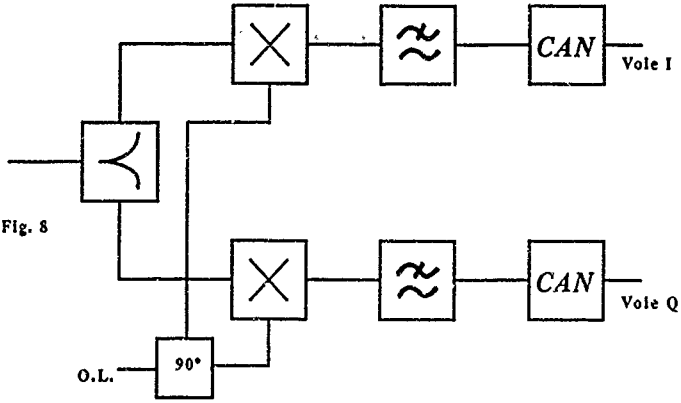


Fig. 8

Fig. 9

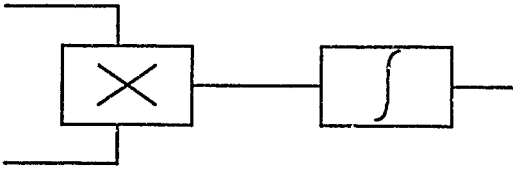


Fig. 10

REPORT DOCUMENTATION PAGE

1. Recipient's Reference	2. Originator's Reference	3. Further Reference	4. Security Classification of Document
	AGARD-LS-172	ISBN 92-835-0569-7	UNCLASSIFIED

5. Originator Advisory Group for Aerospace Research and Development
North Atlantic Treaty Organization
7 rue Ancelle, 92200 Neuilly sur Seine, France

6. Title PROPAGATION LIMITATIONS FOR SYSTEMS USING BAND-SPREADING

7. Presented at See below

8. Author(s)/Editor(s)	9. Date
Various	June 1991

10. Author's/Editor's Address	11. Pages
Various	180

12. Distribution Statement This document is distributed in accordance with AGARD policies and regulations, which are outlined on the back covers of all AGARD publications.

13. Keywords/Descriptors

Electromagnetic wave transmission
Broadband
Secure communication
Electromagnetic radiation detection
Remote sensing
Electromagnetic noise
Jamming
Electronic security

14. Abstract

The use of spread spectrum signals in telecoms, detection and remote sensing boosts system performance, ensures greater discretion and improves ruggedness.

State-of-the-art signal processing and the latest advances in processor technology use sophisticated techniques which point the way to new systems

The phenomena linked to propagation, noise and channel jamming, which limit performance, will be examined together with procedures which either use or combat their effects

Copies of papers presented at a Lecture Series under the sponsorship of the Electromagnetic Wave Propagation Panel of AGARD and the Consultant and Exchange Programme of AGARD on 7th to 8th June 1990 in Issy-les-Moulineaux (near Paris), France, 11th to 12th June 1990 in Rome, Italy and 19th to 20th June 1990 in Hanscom AFB, MA, United States

AGARD Lecture Series 172
Advisory Group for Aerospace Research and Development, NATO
PROPAGATION LIMITATIONS FOR SYSTEMS USING BAND-SPREADING
Published June 1991
180 pages

The use of spread spectrum signals in telecoms, detection and remote sensing boosts system performance, ensures greater discretion and improves ruggedness.

State-of-the-art signal processing and the latest advances in processor technology use sophisticated techniques which point the way to new systems.

P.T.O

AGARD-LS-172

Electromagnetic wave transmission
Broadband
Secure communication
Electromagnetic radiation detection
Remote sensing
Electromagnetic noise
Jamming
Electronic security

AGARD Lecture Series 172
Advisory Group for Aerospace Research and Development, NATO
PROPAGATION LIMITATIONS FOR SYSTEMS USING BAND-SPREADING
Published June 1991
180 pages

The use of spread spectrum signals in telecoms, detection and remote sensing boosts system performance, ensures greater discretion and improves ruggedness.

State-of-the-art signal processing and the latest advances in processor technology use sophisticated techniques which point the way to new systems.

P.T.O.

AGARD-LS-172

Electromagnetic wave transmission
Broadband
Secure communication
Electromagnetic radiation detection
Remote sensing
Electromagnetic noise
Jamming
Electronic security

AGARD Lecture Series 172
Advisory Group for Aerospace Research and Development, NATO
PROPAGATION LIMITATIONS FOR SYSTEMS USING BAND-SPREADING
Published June 1991
180 pages

The use of spread spectrum signals in telecoms, detection and remote sensing boosts system performance, ensures greater discretion and improves ruggedness.

State-of-the-art signal processing and the latest advances in processor technology use sophisticated techniques which point the way to new systems

PTO

AGARD-LS-172

Electromagnetic wave transmission
Broadband
Secure communication
Electromagnetic radiation detection
Remote sensing
Electromagnetic noise
Jamming
Electronic security

AGARD Lecture Series 172
Advisory Group for Aerospace Research and Development, NATO
PROPAGATION LIMITATIONS FOR SYSTEMS USING BAND-SPREADING
Published June 1991
180 pages

The use of spread spectrum signals in telecoms, detection and remote sensing boosts system performance, ensures greater discretion and improves ruggedness.

State-of-the-art signal processing and the latest advances in processor technology use sophisticated techniques which point the way to new systems.

P.T.O.

AGARD-LS-172

Electromagnetic wave transmission
Broadband
Secure communication
Electromagnetic radiation detection
Remote sensing
Electromagnetic noise
Jamming
Electronic security

The phenomena linked to propagation, noise and channel jamming, which limit performance, will be examined together with procedures which either use or combat their effects.

Copies of papers presented at a Lecture Series under the sponsorship of the Electromagnetic Wave Propagation Panel of AGARD and the Consultant and Exchange Programme of AGARD on 7th to 8th June 1990 in Issy-les-Moulineaux (near Paris), France, 11th to 12th June 1990 in Rome, Italy and 19th to 20th June 1990 in Hanscom AFB, MA, United States.

ISBN 92-835-0569-7

The phenomena linked to propagation, noise and channel jamming, which limit performance, will be examined together with procedures which either use or combat their effects.

Copies of papers presented at a Lecture Series under the sponsorship of the Electromagnetic Wave Propagation Panel of AGARD and the Consultant and Exchange Programme o. AGARD on 7th to 8th June 1990 in Issy-les-Moulineaux (near Paris), France, 11th to 12th June 1990 in Rome, Italy and 19th to 20th June 1990 in Hanscom AFB, MA, United States.

ISBN 92-835-0569-7

The phenomena linked to propagation, noise and channel jamming, which limit performance, will be examined together with procedures which either use or combat their effects.

Copies of papers presented at a Lecture Series under the sponsorship of the Electromagnetic Wave Propagation Panel of AGARD and the Consultant and Exchange Programme of AGARD on 7th to 8th June 1990 in Issy-les-Moulineaux (near Paris), France, 11th to 12th June 1990 in Rome, Italy and 19th to 20th June 1990 in Hanscom AFB, MA, United States.

ISBN 92-835-0569-7

The phenomena linked to propagation, noise and channel jamming, which limit performance, will be examined together with procedures which either use or combat their effects

Copies of papers presented at a Lecture Series under the sponsorship of the Electromagnetic Wave Propagation Panel of AGARD and the Consultant and Exchange Programme of AGARD on 7th to 8th June 1990 in Issy-les-Moulineaux (near Paris), France, 11th to 12th June 1990 in Rome, Italy and 19th to 20th June 1990 in Hanscom AFB, MA, United States.

ISBN 92-835-0569-7

AGARD

NATO • OTAN

7 RUE ANCELLE • 92200 NEUILLY-SUR-SEINE

FRANCE

Téléphone (1)47.38 57 00 • Télex 610 176
Télécopie (1)47.38.57.99

DIFFUSION DES PUBLICATIONS
AGARD NON CLASSIFIEES

L'AGARD ne détient pas de stocks de ses publications dans un but de distribution générale à l'adresse ci-dessus. La diffusion initiale des publications de l'AGARD est effectuée auprès des pays membres de cette organisation par l'intermédiaire des Centres Nationaux de Distribution suivants. A l'exception des Etats-Unis, ces centres disposent parfois d'exemplaires additionnels, dans les cas contraire, on peut se procurer ces exemplaires sous forme de microfiches ou de microcopies auprès des Agences de Vente dont la liste suit.

CENTRES DE DIFFUSION NATIONAUX

ALLEMAGNE
Fachinformationszentrum,
Karlsruhe
D-7514 Eggenstein-Leopoldshafen 2

BELGIQUE
Coordonnateur AGARD-VSL
Etat-Major de la Force Aérienne
Quartier Reine Elisabeth
Rue d'Evere, 1140 Bruxelles

CANADA
Directeur du Service des Renseignements Scientifiques
Ministère de la Défense Nationale
Ottawa, Ontario K1A 0K2

DANEMARK
Danish Defence Research Board
Ved Idraetsparken 4
2100 Copenhagen Ø

ESPAGNE
INTA (AGARD Publications)
Pinar 7 Rosales 34
28008 Madrid

ETATS-UNIS
National Aeronautics and Space Administration
Langley Research Center
M/S 180
Hampton, Virginia 23665

FRANCE
O.N.E.R.A. (Direction)
29, Avenue de la Division Leclerc
92320, Châtillon sous Bagneux

GRECE
Hellenic Air Force
Air War College
Scientific and Technical Library
Dekelia Air Force Base
Dekelia, Athens TGA 1010

ISLANDE
Director of Aviation
c/o Flugrad
Reykjavik

ITALIE
Aeronautica Militare
Ufficio del Delegato Nazionale all'AGARD
3 Piazzale Adenauer
00144 Roma EUR

LUXEMBOURG
Voir Belgique

NORVEGE
Norwegian Defence Research Establishment
Attn: Biblioteket
P.O. Box 25
N-2007 Kjeller

PAYS-BAS
Net National Delegation to AGARD
National Aerospace Laboratory NLR
Kluyverweg 1
2629 HS Delft

PORTUGAL
Portuguese National Coordinator to AGARD
Gabinete de Estudos e Programas
CLAFA
Base de Alfragide
Alfragide
2700 Amadora

ROYAUME UNI
Defence Research Information Centre
Kentigern House
65 Brown Street
Glasgow G2 8EX

TURQUIE
Milli Savunma Başkanlığı (MSB)
ARGE Daire Başkanlığı (ARGE)
Ankara

LE CENTRE NATIONAL DE DISTRIBUTION DES ETATS-UNIS (NASA) NE DETIENT PAS DE STOCKS DES PUBLICATIONS AGARD ET LES DEMANDES D'EXEMPLAIRES DOIVENT ETRE ADRESSEES DIRECTEMENT AU SERVICE NATIONAL TECHNIQUE DE L'INFORMATION (NTIS) DONT L'ADRESSE SUIT.

AGENCES DE VENTE

National Technical Information Service
(NTIS)
5285 Port Royal Road
Springfield, Virginia 22161
Etats-Unis

ESA/Information Retrieval Service
European Space Agency
10, rue Mario Nikis
75015 Paris
France

The British Library
Document Supply Division
Boston Spa, Wetherby
West Yorkshire LS23 7BQ
Royaume Uni

Les demandes de microfiches ou de photocopies de documents AGARD (y compris les demandes faites auprès du NTIS) doivent comporter la dénomination AGARD, ainsi que le numéro de série de l'AGARD (par exemple AGARD-AG-315). Des informations analogues, telles que le titre et la date de publication sont souhaitables. Veuillez noter qu'il y a lieu de spécifier AGARD-R-nnn et AGARD-AR-nnn lors de la commande de rapports AGARD et des rapports consultatifs AGARD respectivement. Des références bibliographiques complètes ainsi que des résumés des publications AGARD figurent dans les journaux suivants:

Scientifique and Technical Aerospace Reports (STAR)
publié par la NASA Scientific and Technical
Information Division
NASA Headquarters (NTT)
Washington D.C. 20546
Etats-Unis

Government Reports Announcements and Index (GRA&I)
publié par le National Technical Information Service
Springfield
Virginia 22161
Etats Unis

(accessible également en mode interactif dans la base de données bibliographiques en ligne du NTIS, et sur CD-ROM)

Imprimé par Specialised Printing Services Limited
40 Chigwell Lane, Loughton, Essex IG10 3TZ