

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

JUNHO DE 1991

PROCESSAMENTO ADAPTATIVO PARA CANCELAMENTO
DA INTERFERÊNCIA DE POLARIZAÇÃO CRUZADA EM
SISTEMAS RÁDIO DIGITAIS.

Igor Raul Arriagada Bahamonde

ORIENTADOR: Prof. Dr. João Marcos Travasso Romano†

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica,
da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Igor Raul Arriagada
Bahamonde aprovada pela Comissão
Jugadora em 21.06.91.



Orientador

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

A mi esposa Joelma
e hija Gabriela.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar meus sinceros agradecimentos ao Prof. João M. Travassos R. pela orientação objetiva, amizade e incentivos durante toda a evolução do trabalho.

Também a João C. Moura Mota, pelo apoio e amizade, a qual pude contar desde o início desta tese.

A Decival, Maroja e demais colegas do grupo de rádio CPqD-TELEBRÁS e ao convenio TELEBRÁS, pelo apoio financeiro.

A M. Borgne e P. Vandamme do CNET-FRANÇA, pelas observações objetivas e documentação facilitada.

Ao CNPq, pelo apoio financeiro.

A meus colegas de Pos-graduação pela amizade e momentos agradáveis passados no transcurso do mestrado.

Enfim, a todas as pessoas que contribuíram para a realização desse trabalho.

RESUMO

Uma maneira interessante de aproveitar eficientemente o espectro em sistemas rádio digitais é a utilização da técnica de reuso de frequência. Porém, devido às condições de propagação, esta técnica dá origem a perturbações mútuas entre os canais ortogonais, conhecidas como interferência de polarização cruzada.

Este trabalho estuda o cancelamento da interferência por técnicas de processamento adaptativo. Mostramos inicialmente como este problema pode ser caracterizado como um caso particular de identificação de sistemas e, partindo deste princípio, aplicamos procedimentos adaptativos.

Posteriormente, estudamos conjuntamente o cancelamento da interferência e a equalização do canal. Nosso objetivo é apresentar diferentes estruturas possíveis para o acoplamento entre o dispositivo cancelador (XPIC) e o equalizador. Finalmente, são realizadas simulações no computador de cada uma das estruturas propostas, visando analisar o desempenho frente aos principais parâmetros envolvidos num sistema rádio digital com reuso de frequência.

ABSTRACT

A interesting approach to improve the spectral efficiency of a digital radio system is the utilization of the frequency reuse technique. However due to the propagation impairments, there exist mutual interference between these two orthogonal channels, known as cross polarization interference.

This work studies the interference cancellation by means of adaptive processing techniques. Firstly, we show that this problem can be modelled as a particular case of systems identification and, based on this principle, we apply the adaptive procedures.

Secondly, we analyse the interference cancellation jointly with the channel equalization. Our objective is to present the different possible structures for the coupling between the cancelling device (XPIC) and the equalizer. Finally, simulations results concerning the evaluation of the different structures are presented, aiming to compare the performance taking into account the principal parameters involved in a digital radio system with frequency reuse.

CONTEÚDO

RESUMO	i
ABSTRACT	ii
CONTEÚDO	iii
CAPÍTULO I	1
I.1.- INTRODUÇÃO	2
CAPÍTULO II	5
II.1.- INTRODUÇÃO	6
II.2.- SISTEMAS RÁDIO DIGITAIS	6
II.3.- REPRESENTAÇÃO EM BANDA BASE EQUIVALENTE	13
II.4.- MODELAGEM DO CANAL DE TRANSMISSÃO	18
II.5.- CONCLUSÃO	24
CAPÍTULO III	26
III.1.- INTRODUÇÃO	27
III.2.- FILTRAGEM DE WIENER E IDENTIFICAÇÃO	27
III.3.- ESTIMAÇÃO E CANCELAMENTO DA INTERFERÊNCIA	32
III.4.- XPIC ADAPTATIVO	38
III.5.- CONCLUSÃO	42
CAPÍTULO IV	44
IV.1.- INTRODUÇÃO	45
IV.2.- ESTRUTURA PARA XPIC COM ENTRADA QUANTIZADA	45

IV.3.- ESTRUTURAS PARA CANCELAMENTO DA XPI	48
IV.4.- EQUACIONAMENTO DAS ESTRUTURAS	51
IV.5.- CONCLUSÃO	56
CAPÍTULO V	57
V.1.- INTRODUÇÃO	58
V.2.- SIMULAÇÕES	58
V.3.- CONCLUSÃO	72
CAPÍTULO VI	73
VI.1.- CONCLUSÃO	74
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

INTRODUÇÃO

O aumento do tráfego nos meios de transmissão, tanto para voz como para dados, tornou necessário alguns estudos no sentido de aumentar a eficiência espectral dos canais utilizados. Neste sentido, as técnicas de modulação multi-nível (QAM) têm sido objeto de diversos trabalhos; porém, estas técnicas são sensíveis às diferentes perturbações tipicamente observadas num ambiente rádio digital, as quais se tornam mais críticas com o aumento do número de níveis do sinal [1],[2].

Torna-se conveniente então investigar outras possibilidades de aumentar a eficiência espectral; uma solução interessante é a técnica de reuso de frequência, onde dois canais de informação distintos são transmitidos numa mesma portadora, utilizando as polarizações vertical e horizontal da antena.

Como é de nosso conhecimento, a transmissão da energia através da troposfera é afetada pelo comportamento aleatório deste meio. Conseqüentemente, a potência recebida não se mantém constante, apresentando variações que, em certos casos, podem atingir níveis prejudiciais à qualidade do enlace. Este fenômeno é conhecido por desvanecimento e, de uma forma geral, em dois tipos pode ser classificado: o lento e o rápido. O desvanecimento lento ou de atenuação é devido às variações lentas das condições do meio onde se propaga o sinal, acarretando uma redução da potência do sinal na antena receptora, cuja duração pode variar desde alguns minutos até algumas horas. O desvanecimento rápido ou multi-percurso é causado pela superposição de sinais que atingem o receptor através de diversas trajetórias e, conseqüentemente, com fases diferentes. O sinal resultante varia em intensidade, podendo atingir um nível tão reduzido

que cause o emudecimento do receptor. A duração do desvanecimento rápido varia de alguns microsegundos até alguns segundos.

A troposfera pode alterar também as características do sinal transmitido, como, por exemplo, modificando a polarização original da onda em propagação. Este efeito é de grande interesse nos sistemas rádio digitais com reuso de frequência, pois origina uma perturbação mútua entre os sinais ortogonais; o nível de perturbação é caracterizado pela discriminação de polarização cruzada (XPD). Portanto, a transmissão em polarização ortogonal com técnicas de modulação multi-níveis requer uma alta discriminação de polarização cruzada. Os atuais sistemas de rádio satisfazem os requerimentos, ao menos sob condições ideais de propagação. Porém, perturbações tais como desvanecimento multi-percurso podem degradar o XPD e, juntamente com a interferência intersimbólica (IIS), causar sérios problemas na transmissão [3],[4]. Com a finalidade de assegurar uma qualidade de transmissão aceitável, um dispositivo de contramedida chamado "cancelador de interferência de polarização cruzada (XPIC)" deve ser incorporado à recepção, da mesma forma que filtros equalizadores. Como os sistemas rádio digitais têm função de transferência do canal desconhecida e variante no tempo, este cancelador não pode ser satisfatoriamente realizado por filtros invariantes, devendo então ter seus parâmetros ajustados segundo algum critério.

Este trabalho tem a finalidade de apresentar o problema de interferência de polarização cruzada nos sistemas rádio digitais e analisar soluções baseadas em processamento adaptativo. Iniciou-se com uma pesquisa bibliográfica extensa com objetivo de se adquirir um bom conhecimento sobre o fenômeno de interferência de polarização cruzada que perturba os enlaces rádio digitais.

Em seguida, foram feitas simulações simples, onde foram considerados ideais os caminhos diretos e supôs-se dispor de seqüência de treinamento, visando com isto um melhor entendimento dos aspectos teóricos de maior interesse. Também, com a idéia de não nos desviarmos do objetivo principal do trabalho, foi suposto neste estudo que estejam resolvidos satisfatoriamente os problemas de recuperação de fase da portadora e da determinação do instante ótimo de amostragem.

O capítulo II é dedicado ao sistema de rádio e a modelagem do canal. No capítulo III, apresentamos os fundamentos teóricos do trabalho: filtragem de Wiener, identificação de sistemas e como o problema da interferência de polarização cruzada pode ser tratado nesse contexto. O capítulo IV é dedicado às diversos acoplamentos de XPIC e EQUALIZADOR possíveis de ser utilizadas, e é feita uma análise comparativa. No capítulo V são realizadas simulações para comprovar a análise teórica dos capítulos anteriores e estabelecer relações entre os desempenhos das diversas estruturas estudadas. A conclusão do trabalho é feita no capítulo VI, onde se procurou analisar a importância dos resultados obtidos, com o objetivo de que sejam úteis para a implementação de equipamentos em enlaces rádio digitais.

CAPÍTULO II

SISTEMA DE TRANSMISSÃO

II.1- INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é utilizar os conceitos básicos de comunicações para determinar um modelo matemático que represente adequadamente as características de nosso sistema. Inicialmente, aspectos tais como o meio de transmissão, as técnicas de modulação e os parâmetros de desempenho são discutidos. Em seguida desenvolvemos as equações em banda base equivalente, enfatizando o fenômeno da interferência de polarização cruzada, por ser esta análise mais adequada ao nosso problema. Finalmente, é apresentado o modelo do canal de transmissão, tanto para os percursos horizontal e vertical como para interferência de polarização cruzada.

II.2- SISTEMAS RÁDIO DIGITAIS

Nas últimas décadas, verificou-se uma crescente utilização de técnicas de processamento digital em sistemas de comunicações. Isso se deve, entre outras razões, à simplicidade e robustez dos circuitos digitais assim como à evolução da teoria de processamento de sinais.

Nosso trabalho se refere a sistemas rádio digitais, onde os enlaces tratados utilizam a troposfera como meio de transmissão, sendo que uma boa transmissão depende das condições de propagação do meio.

A propagação através da troposfera se traduz por uma atenuação que pode ser considerada como invariante no tempo e independente da frequência na banda do canal [5].

Além desta atenuação, semelhante a um problema de fator de escala, os enlaces rádio digitais são afetados em certas condições de propagação por dois tipos de

perturbações não estacionárias:

- * Aquelas ligadas a hidrometeoros (chuvas, nuvens, nevoeiros, etc) que aparecem sobretudo nos enlaces onde a frequência portadora é superior a 10 GHz. Estes fenômenos introduzem uma atenuação suplementar aperiódica na banda do canal, o que se traduz numa degradação da relação sinal/ruído [6].
- * Aquelas devidas aos fenômenos de propagação anormal em céu claro, que provocam a estratificação do índice de refração da troposfera [7].

Como resultado destes efeitos, originam-se percursos múltiplos entre o transmissor e o receptor do enlace que interferem no raio direto [6]. Estes fenômenos podem ser aproximados por uma propagação de raios múltiplos [8],[9],[10], que será vista com mais detalhe na seção II.5. Em consequência aparecem, além de uma atenuação do sinal recebido, desvanecimentos profundos (podendo atingir 40 ou 50 dB), seletivos em frequência [11].

Além destas perturbações nas condições de propagação, o sinal transmitido pode ser afetado por ruído de outros sistemas que utilizam o mesmo meio de transmissão, ou por parte de emissões radioelétricas parasitas.

Como em todo sistema rádio digital, é necessário ter um parâmetro para avaliar o desempenho do sistema frente aquelas condições de propagação, presente no meio de transmissão. A quantidade mais utilizada para estimar a qualidade de um enlace é a taxa de erro por bits (TEB). Isto

dá a relação entre o número de bits errados e número de bits transmitidos num certo intervalo de tempo. Os enlaces rádio-elétricos podem sofrer milhares de segundos de desvanecimentos seletivos durante um mês, sendo difícil atingir os valores de taxa de erro aceitáveis. Portanto, nestes sistemas rádio digitais, são necessários dispositivos de correção para atingir estes objetivos. As técnicas de equalização, formam parte destes dispositivos.

As modulações digitais, se caracterizam pelo fato de que o parâmetro que contém informação (amplitude, fase ou frequência da onda portadora) assume um número discreto de valores.

Para uma aplicação dada, a escolha de uma técnica de modulação depende de um certo número de critérios [12], dos quais os principais são:

- * A ocupação espectral do sinal modulado.
- * A eficiência em presença do ruído aditivo.
- * A tolerância às distorções.
- * A simplicidade de implementação.

Entre as numerosas soluções consideráveis, são as modulações de amplitude em quadratura (QAM) que geralmente são aproveitadas, pois elas realizam o melhor compromisso eficiência-simplicidade de implementação [13],[14].

Nos sistemas rádio digitais QAM a eficiência espectral melhora com o aumento do número de níveis de modulação. Quadrar o número de níveis resulta em dobrar a taxa de bits/seg. transmitidos numa mesma faixa. Isto pode ser facilmente realizado de 4-QAM a 16-QAM, ao passo que de 16 a 256-QAM necessita-se maiores esforços; com outro

dobramento podemos chegar a 65536-QAM, o que hoje é puramente teórico.

As modulações QAM são modulações lineares bidimensionais de amplitude e fase. O número de níveis das modulações é geralmente escolhido da forma $M=2^{2N}$ (16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, ...).

A modulação aparece então como a superposição de duas portadoras em quadratura, moduladas em amplitude sobre 2^N níveis. A figura II.1 mostra o princípio de operação de um modulador QAM.

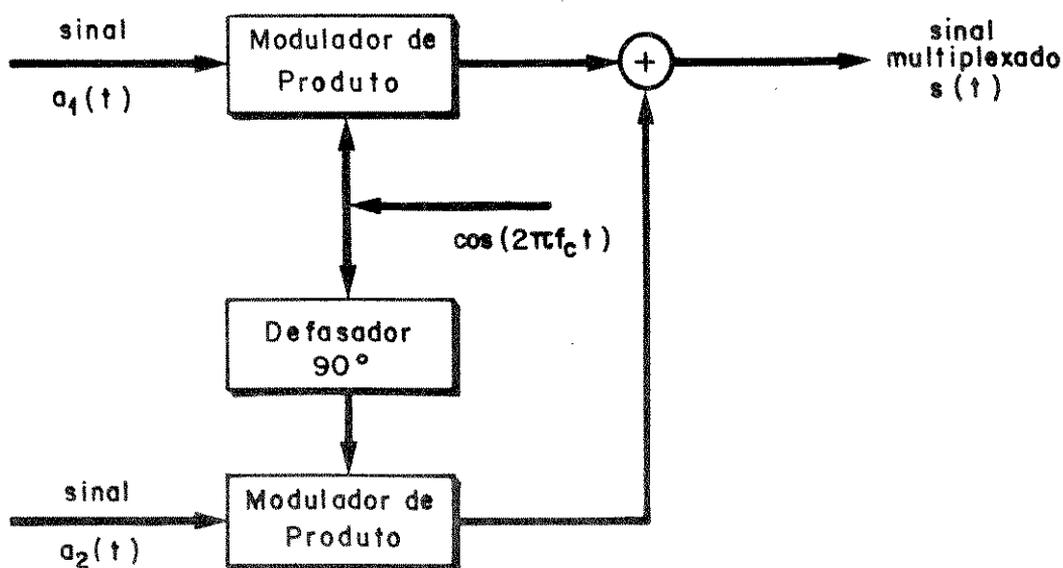


Figura II.1. Princípio de um modulador QAM.

A partir dos elementos binários gerados pelas fontes codificadoras, temos duas sequências de símbolos:

$$a_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_1(n) q(t-nT) \quad (\text{II-1})$$

$$a_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_2(n) q(t-nT)$$

onde $q(t)$ caracteriza a forma dos pulsos.

Os símbolos $\alpha_1(n)$ e $\alpha_2(n)$ são obtidos dos N elementos binários consecutivos, cada um têm duração T , escolhidos entre os 2^N valores possíveis: $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(2^N - 1)$. Estes símbolos são independentes e igualmente prováveis.

A sequência de símbolos $a_1(t)$ e $a_2(t)$ modula em amplitude respectivamente as portadoras em fase e em quadratura. A soma das duas portadoras moduladas resulta no sinal modulado:

$$s(t) = \sum_n [\alpha_1(n) q(t-nt) \cos(2\pi f_c t) - \alpha_2(n) q(t-nt) \sin(2\pi f_c t)] \quad (\text{II-2})$$

A taxa de transmissão R , expressa em baud, mede o número de mudanças de níveis do parâmetro modulado por unidade de tempo:

$$R = \frac{1}{T} \quad (\text{II-3})$$

A capacidade do canal C , em bits/seg., mede o número de bits transmitidos por unidade de tempo:

$$C = \frac{1}{T} \log_2(M) \quad (\text{II-4})$$

que em função da taxa de transmissão, temos:

$$C = R \log_2(M) \quad (\text{II-5})$$

É muito útil representar os M níveis da modulação por um diagrama bidimensional, chamado constelação. Esta é a representação convencionalmente adotada para descrever uma modulação. A figura II.2 mostra as constelações associadas às modulações 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM.

As modulações M -QAM, com M da forma 2^{2N} , se caracterizam por ter uma constelação de grande simplicidade.

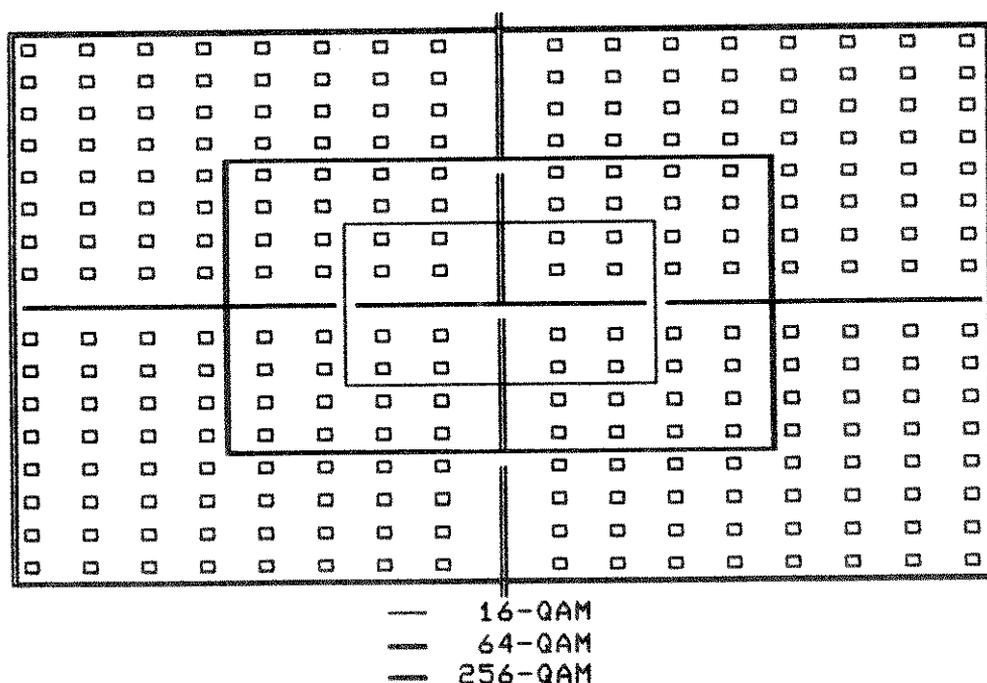


Figura II.2. Constelação das modulações 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM.

Nas condições reais de um sistema de transmissão, o sinal recebido é perturbado por um ruído aditivo de origem térmico, que pode ser considerado como gaussiano,

independente do sinal e de densidade espectral de potência N_0 . A expressão para a relação sinal/ruído é dada por:

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{N_0} \right) \quad , \text{ em dB} \quad (\text{II-6})$$

onde P_s representa a potência média do sinal.

Porém, estas técnicas de modulação são sensíveis às diferentes perturbações, tipicamente observadas num ambiente rádio digital, e tornam-se mais críticas com o aumento do número de níveis do sinal [1],[2].

Torna-se conveniente então investigar outras possibilidades de aumentar a eficiência espectral. Uma solução interessante é a técnica de reuso de frequência, onde dois canais de informação são transmitidos numa mesma frequência portadora, utilizando as polarizações vertical e horizontal da antena. A utilização da mesma frequência, para duas mensagens de dados distintos, provoca uma perturbação mútua entre os sinais copolares, sendo difícil de atingir os objetivos de qualidade. Portanto, nestes sistemas rádio digitais, é necessário um dispositivo para diminuir este efeito de perturbação. Estes dispositivos são os canceladores de interferência de polarização cruzada tratados neste trabalho.

A seguir, apresenta-se o modelo em banda base equivalente dos sinais envolvidos na transmissão com reuso de frequência.

II.3.- REPRESENTAÇÃO EM BANDA BASE EQUIVALENTE

A análise de um sistema de comunicação é dificultada pelos processos de modulação e demodulação. Daí o interesse em se estudar o seu modelo em banda base equivalente [15], que veremos a seguir.

O sinal modulado é da forma:

$$s(t) = \alpha_1(t) \cos(2\pi f_c t) - \alpha_2(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (\text{II-7})$$

com:

$$a_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_1(n) q(t-nT) \quad (\text{II-8})$$

$$a_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_2(n) q(t-nT)$$

Para facilitar a formulação matemática, podemos representar o sinal modulado na forma complexa, ou seja:

$$s(t) = \text{Re} [s_e(t) \exp(2j\pi f_c t)] \quad (\text{II-9})$$

onde o operador $\text{Re}[\cdot]$ extrai a parte real da quantidade entre parêntesis e $s_e(t)$ é um sinal complexo definido por [12]:

$$s_e(t) = a_1(t) + ja_2(t)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\alpha_1(n) + j\alpha_2(n))q(t-nT) \quad (\text{II-10})$$

Este sinal é o equivalente em banda base do sinal real $s(t)$.

A figura II.3 mostra o modelo em banda base equivalente ao sistema real de transmissão. Os sinais envolvidos, as respostas impulsivas dos filtros e o ruído são quantidades complexas.

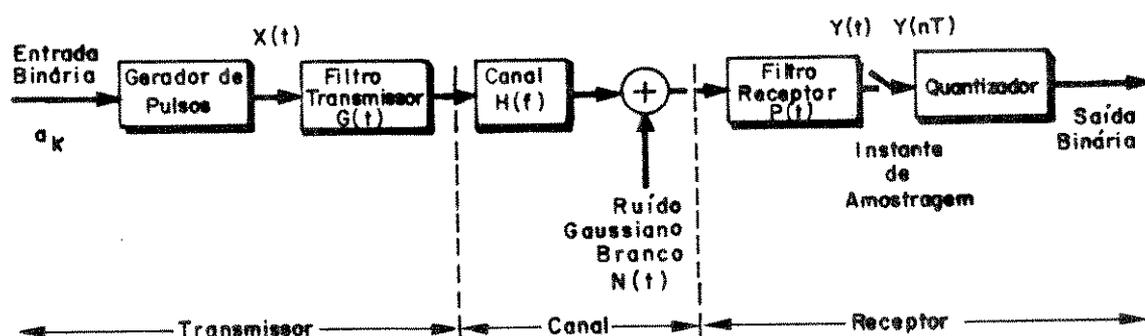


Figura II.3. Sistema de transmissão de dados em banda base equivalente.

Na saída do gerador de pulsos, temos:

$$x(t) = \sum_n a(n)\delta(t-nT) \quad (\text{II-11})$$

onde $\delta(t)$ representa um pulso.

Os símbolos transmitidos são $a(n) = \alpha_1(n) + j\alpha_2(n)$ onde $\alpha_1(n)$ e $\alpha_2(n)$ são as partes real e imaginária. Para uma modulação 2^{2N} -QAM, $\alpha_1(n)$ e $\alpha_2(n)$ assumem valores com igual probabilidade dentro do intervalo:

$$(\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(2^N - 1))$$

A resposta em frequência do filtro $C(f) = G(f)P(f)$ é escolhida de maneira a satisfazer a característica de Nyquist [16], assegurando-se para um canal ideal, uma transmissão sem interferência entre símbolos. O filtro $C(f)$ é do tipo cosseno levantado [17], com fator de excesso de faixa α , entre 0 e 1. Neste trabalho assume-se $\alpha = 0.50$.

A resposta impulsiva do filtro é:

$$c(t) = \frac{\text{sen}(\pi t/T)}{\pi t/T} \frac{\cos(\alpha \pi t/T)}{1 - (2\alpha t/T)^2} \quad (\text{II-12})$$

e a sua resposta em frequência é:

$$C(f) = \begin{cases} T & , 0 \leq f \leq (1-\alpha)/2T \\ T/2 [1 - \text{sen}(\pi T(f-1/2T)/\alpha)] & , (1-\alpha)/2T \leq f \leq (1+\alpha)/2T \\ 0 & , f > (1+\alpha)/2T \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

e

$$C(-f) = C(f)$$

Este filtro é igualmente distribuído entre o transmissor e receptor.

O modelo de transmissão com reuso de frequência, considerando-se a interferência de polarização cruzada, é mostrado na figura II.4.

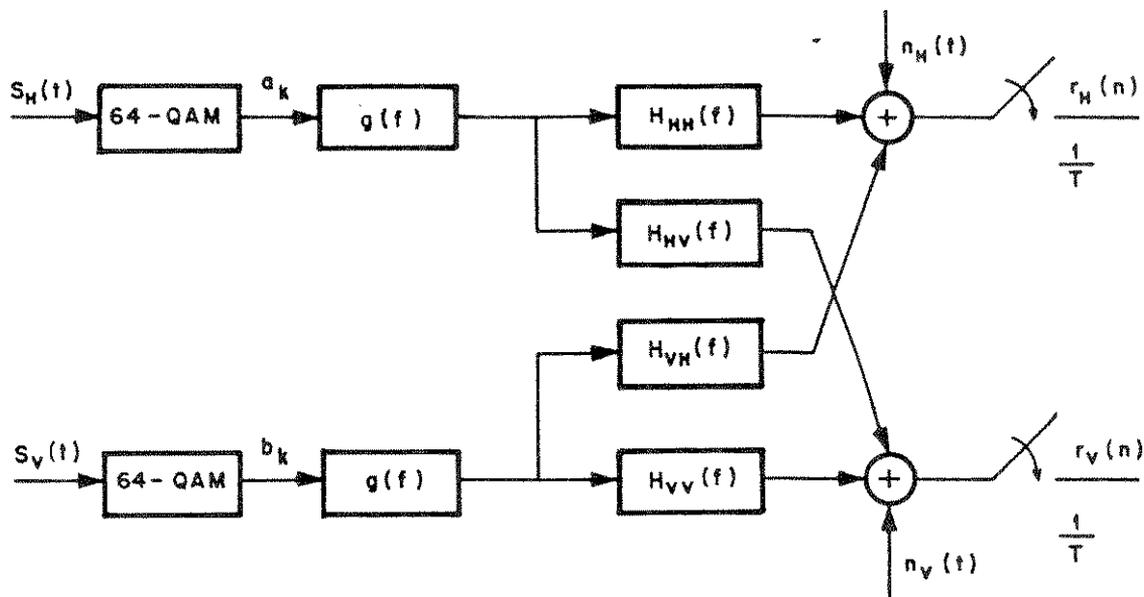


Figura II.4. Modelo de transmissão com reuso de frequência.

Para o canal horizontal, as expressões dos sinais real e imaginário recebidos, são dados por:

$$r_H(t) = y_1(t) + jy_2(t) \quad \text{onde: } n_H(t) = n_i(t) + jn_j(t)$$

$$y_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\alpha_1(n)f_1(t-nT) - \alpha_2(n)f_2(t-nT)) + \psi_1(t) + n_i(t)$$

(II-14)

$$y_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\alpha_2(n)f_1(t-nT) + \alpha_1(n)f_2(t-nT)) + \psi_2(t) + n_j(t)$$

onde $f(t) = f_1(t) + jf_2(t)$ é a resposta impulsiva do canal horizontal, dada por:

$$F(f) = C(f)H_{HH}(f) \quad (\text{II-15})$$

$\psi(t) = \psi_1(t) + j\psi_2(t)$ é a resposta impulsiva do canal para a interferência de polarização cruzada, dada por:

$$\Psi(f) = C(f)H_{VH}(f) \quad (\text{II-16})$$

As expressões de $H_{HH}(f)$ e $H_{VH}(f)$ são explicadas no parágrafo seguinte, onde se modela o canal de transmissão.

As quantidades $n_i(t)$ e $n_j(t)$ são, respectivamente, as partes real e imaginária de um ruído branco gaussiano, de densidade espectral de potência N_0 [18].

A fim de permitir a reconstrução dos dados transmitidos o sinal recebido é amostrado nos instantes $t_0 + kT$, onde t_0 representa o instante de amostragem. Em função de t_0 podemos escrever o sinal no canal horizontal da seguinte forma:

$$y_1(t_0 + kT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\alpha_1(n)f_1(t_0 + kT - nT) - \alpha_2(n)f_2(t_0 + kT - nT)) + \psi_1(t_0 + kT) + n_i(t_0 + kT) \quad (\text{II-17})$$

$$y_2(t_0 + nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\alpha_2(n)f_1(t_0 + kT - nT) + \alpha_1(n)f_2(t_0 + kT - nT)) + \psi_2(t_0 + kT) + n_j(t_0 + kT)$$

O desenvolvimento das expressões para o canal de polarização vertical pode ser obtido de forma semelhante.

II.4.- MODELAGEM DO CANAL DE TRANSMISSÃO

A escolha do modelo de propagação, destinado a representar o estado do canal de transmissão em período de perturbação, é fundamental para a validade dos resultados obtidos. Nesta secção apresenta-se o modelo do canal que caracteriza os fenômenos de desvanecimento seletivo, presente nos caminhos diretos, e as interferências de polarização cruzada, encontradas nos sistemas rádio digitais com reuso de frequência.

Os desvanecimentos seletivos tornam-se mais críticos em condições de céu claro e podem ser modelados por uma propagação de trajetórias múltiplas [9], [19]. Assim, o raio recebido é suposta da forma:

$$e_r(t) = e(t) + \beta_1 e(t - \tau_1) + \beta_2 e(t - \tau_2) + \dots + \beta_i e(t - \tau_i) \quad (\text{II-18})$$

onde β_i representa a relação entre a amplitude do i -ésimo raio refletido e o raio direto, e τ_i o atraso desse raio com respeito ao raio direto.

Atualmente nenhum modelo nos permite uma descrição completa do meio de propagação. De forma aproximada e levando-se em conta que possui variações lentas, o canal é considerado estacionário e pode ser representado através de um filtro linear invariante [20].

Dentre os diversos modelos existentes [8], nós utilizaremos aquele proposto por RUMMLER. Por sua simplicidade de aplicação este é atualmente o mais utilizado para modelagem do meio de transmissão apesar de sua validade limitada [21].

O canal de transmissão é representado em banda base por um filtro linear invariante passa banda cuja resposta em frequência é dada por:

$$H(f) = a [1 - \rho \exp(-\epsilon 2j\pi (f - \Delta F)\tau)] \quad (\text{II-19})$$

com $\epsilon = \pm 1$ e $0 < \rho \leq 1$

Tal canal introduz uma distorção de amplitude e de fase (ou atraso de propagação de grupo), dadas pelas expressões:

$$|H(f)| = \sqrt{a^2 [1 + \rho^2 - 2\rho \cos 2\pi \epsilon (f - \Delta F)\tau]} \quad (\text{II-20})$$

$$\phi(f) = \text{arctg} \left[\frac{\epsilon \rho \sin(2\pi \epsilon (f - \Delta F)\tau)}{1 - \rho \cos(2\pi \epsilon (f - \Delta F)\tau)} \right] \quad (\text{II-21})$$

O atraso de propagação de grupo (APG) é expresso por:

$$\text{APG}(f) = \frac{\partial \phi(f)}{\partial f} = - \frac{\epsilon \rho \tau (\rho - \cos(2\pi \epsilon (f - \Delta F)\tau))}{1 + \rho^2 - 2\rho \cos(2\pi \epsilon (f - \Delta F)\tau)} \quad (\text{II-22})$$

Existem dois casos distintos de acordo com o valor de ϵ . Inicialmente, o modelo proposto por RUMMLER não fazia distinção entre $\epsilon=\pm 1$. O modelo unicamente se baseava sobre as medições da magnitude da resposta em frequência do canal.

Porém, o sinal da fase é um importante parâmetro por sua influência sobre a eficiência do sistema de correção. O caso de $\epsilon=1$ corresponde a atrasos de propagação de grupo negativo. Em analogia com a teoria de sistemas, o desvanecimento é chamado de fase mínima (FM). Para $\epsilon=-1$, o desvanecimento é chamado de fase não mínima (FNM).

A função $H(f)$ é periódica de período $1/\tau$. Ele se decompõe numa atenuação constante $A=-20\log_{10}(a)$ (em dB) e um desvanecimento de profundidade máxima relativa B , situado a uma distância ΔF do centro da banda.

Para os dois casos, a profundidade máxima do desvanecimento é dado por:

$$B_{\max} = -20\log_{10}(1-\rho) \quad , \text{ em dB para FM} \quad (\text{II-23})$$

$$B_{\max} = -20\log_{10}(1-1/\rho) \quad , \text{ em dB para FNM}$$

e o APG pela expressão:

$$\text{APG}_{\max} = -\frac{\epsilon\rho\tau}{(1-\rho)} \quad (\text{II-24})$$

A figura II-5 dá a representação de $|H(f)|$ e $\text{APG}(f)$, para um desvanecimento de fase mínima ($\epsilon=1$).

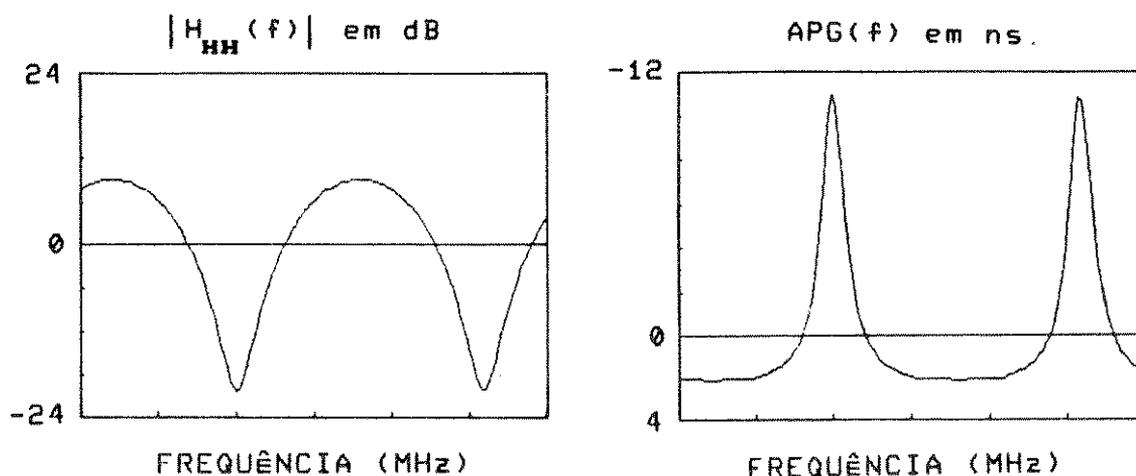


Figura II.5. Características de amplitude e atraso de grupo do canal, para fase mínima com $a=1$, $\tau=6.3\text{ns.}$, $\rho=0.638$ e $\Delta F=5\text{MHz.}$

O modelo de RUMMLER tem quatro parâmetros: $a, \rho, \Delta F$ e τ . τ é um parâmetro de atraso. Os outros são parâmetros quase-estatísticos e seus valores são determinados de forma a minimizar o erro de modelamento.

Em nosso caso, trabalharemos com desvanecimento de fase mínima, $a=1$ e um atraso $\tau=6.3\text{ns.}$ Estes parâmetros asseguram a validade do modelo para uma faixa de Nyquist de 35 MHz. do canal, correspondente a uma taxa de 140 Mbits/seg., com modulação 64-QAM e fator de excesso de faixa, $\alpha=0.5$.

Para especificar completamente o modelo da resposta em frequência do canal (equação II-9), é necessário conhecer os parâmetros estatísticos; isto é dado em [19].

A resposta impulsiva associada a $H(f)$ é dada por:

$$h(t) = a \left[\delta(t) - \rho \delta(t - \epsilon\tau) e^{j\phi} \right] \quad (\text{II-25})$$

com $\varphi = \varepsilon 2\pi \Delta F \tau$

Ela pode ser escrita da seguinte forma:

$$h(t) = h_1(t) + jh_2(t)$$

onde

$$h_1(t) = a[\delta(t) - \rho\delta(t - \varepsilon\tau)\cos\varphi] \quad (\text{II-26})$$

$$h_2(t) = -a\rho\delta(t - \varepsilon\tau)\sin\varphi$$

O fator ΔF provoca o aparecimento de uma componente imaginária em $h(t)$, dando origem a uma interferência entre símbolos tanto na parte real como na imaginária. Isto deve ser levado em conta na implementação dos filtros equalizadores.

Enfim, podemos dizer que os canais de polarização direta, horizontal e vertical têm as seguintes expressões como modelo de suas respostas em frequência:

$$\begin{aligned} H_{HH}(f) &= a_{HH} \left[1 - \rho_{HH} \exp(-j2\pi(f - \Delta F_{HH})\tau_{HH}) \right] \\ H_{VV}(f) &= a_{VV} \left[1 - \rho_{VV} \exp(-j2\pi(f - \Delta F_{VV})\tau_{VV}) \right] \end{aligned} \quad (\text{II-27})$$

No que diz respeito aos canais cruzados, que caracterizam o fenômeno da interferência, encontram-se diferentes modelos na literatura. O modelo que nós

utilizaremos é o seguinte: desvanecimento seletivo para $H_{HH}(f)$ ou $H_{VV}(f)$ e atenuação aperiódica para $H_{VH}(f)$ e $H_{HV}(f)$. As expressões para $H_{VH}(f)$ e $H_{HV}(f)$ em função dos fenômenos observados sobre as polarizações ortogonais, dadas por M.BORGNE [22], são:

$$\begin{aligned} H_{HV}(f) &= \gamma_{HH} \exp(-2\pi j f \Delta t_{HV}) \\ H_{VH}(f) &= \gamma_{VV} \exp(-2\pi j f \Delta t_{VH}) \end{aligned} \quad (\text{II-28})$$

onde:

γ_{HH} e γ_{VV} representam o acoplamento entre os caminhos ortogonais, ou seja, a relação entre os sinais direto e interferente.

Δt_{HV} e Δt_{VH} representam os atrasos entre o sinal direto e o interferente.

Definindo-se agora a discriminação de polarização cruzada, para os canais horizontais e verticais [23], como sendo:

$$XPD_{ij}(\text{dB}) = -20 \log_{10} (\gamma_{ij}) \quad i, j = V, H \text{ (para } i \neq j)$$

(II-29)

A figura II.6 dá a representação de $|H_{VH}(f)|$ para o canal de interferência cruzada, segundo o modelo de M. BORGNE.

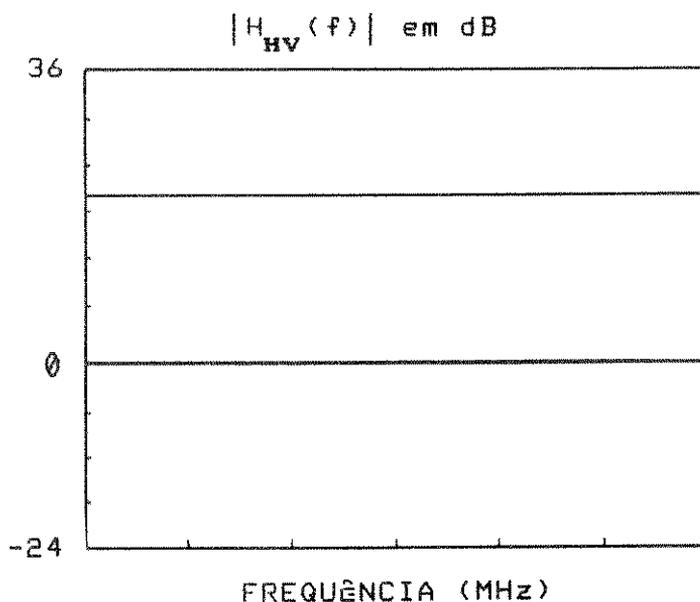


Figura II.6. Característica de amplitude do canal cruzado.

II.5.- CONCLUSÃO

Apresentamos neste capítulo alguns aspectos básicos de sistemas rádio-digitais, cuja compreensão é necessária para o estudo que se segue. Uma atenção especial foi dada à representação do sistema em banda base e à caracterização do meio de transmissão. Baseando-se sobre os modelos adotados para o canal direto e para o fenômeno de

interferência, podemos agora propor as soluções adequadas.

As técnicas de processamento digital e de filtragem adaptativa utilizadas no cancelamento de interferência são o objeto do capítulo seguinte.

CAPÍTULO III



CANCELADORES ADAPTATIVOS

III.1.- INTRODUÇÃO

No capítulo anterior caracterizamos nosso sistema de transmissão e o fenômeno de interferência por polarização cruzada (XPI). Apresentaremos agora a base teórica necessária para abordar o problema de cancelamento de interferência através de processamento adaptativo. Nosso estudo está fundamentado na teoria de filtragem de Wiener e na sua aplicação em identificação de sistemas; mostramos neste capítulo como o cancelamento da interferência se enquadra nesse contexto. Considerando a hipótese de canal direto ideal, propomos uma estrutura para o cancelador adaptativo (XPIC) e analisamos seu comportamento em presença de XPI através de simulações.

III.2.- FILTRAGEM DE WIENER E IDENTIFICAÇÃO

Começemos nosso estudo considerando o filtro linear transversal da figura III.1, ao qual se aplica na entrada um sinal discreto $x(n)$, aleatório e suposto estacionário de modo a obter uma estimativa de um sinal de referência $u(n)$. Supomos os sinais complexos pois esta anotação convém em particular à representação em banda base do sistema rádio digital.

A saída do filtro é dada por:

$$\hat{u}(n) = \sum_{k=1}^N h_k^* x(n-k+1) \quad (\text{III-1})$$

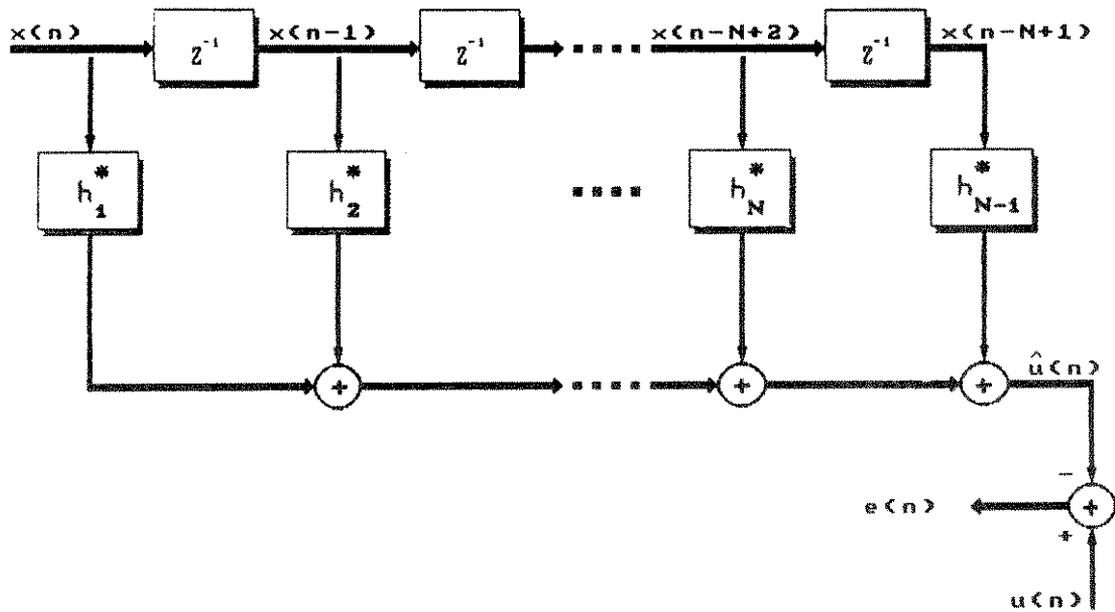


Figura III.1. filtragem de Wiener.

O problema consiste em obter os parâmetros h_N de maneira a minimizar a diferença:

$$e(n) = u(n) - \hat{u}(n) \quad (\text{III-2})$$

Na teoria de Wiener, o critério do erro quadrático médio é usado para otimizar o filtro, isto é, os coeficientes h_1, h_2, \dots, h_N são escolhidos de forma a minimizar $J(H)$:

$$J(H) = E\{e(n)e^*(n)\} \quad (\text{III-3})$$

onde o asterisco representa o complexo conjugado e H é um vetor de coeficientes complexos dado por:

$$H^T = [h_1, h_2, \dots, h_N] \quad (\text{III-4})$$

O vetor de amostras complexas da entrada, no instante n é dado por:

$$\mathbf{x}^T(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)] \quad (\text{III-5})$$

onde T representa a operação transposta.

Então, pode-se escrever a equação (III-1) como:

$$\hat{u}(n) = \mathbf{H}^H \mathbf{x}(n) \quad (\text{III-6})$$

onde H representa a operação transposição Hermitiana.

De forma semelhante, pode-se escrever:

$$\hat{u}^*(n) = \mathbf{x}^H(n) \mathbf{H} \quad (\text{III-7})$$

Temos então,

$$e(n) = u(n) - \mathbf{H}^H \mathbf{x}(n) \quad (\text{III-8})$$

$$e^*(n) = u^*(n) - \mathbf{x}^H(n) \mathbf{H} \quad (\text{III-9})$$

Sustituindo-se as equações (III-8) e (III-9) em (III-3), chegamos a:

$$J(H) = E \left\{ (u(n) - H^H X(n)) (u^*(n) - X^H(n)H) \right\} \quad (\text{III-10})$$

Desenvolvendo o lado direito da equação (III-10), pode-se escrever:

$$J(H) = E\{u(n)u^*(n)\} - H^H E\{X(n)u^*(n)\} - E\{u(n)X^H(n)\}H + H^H E\{X(n)X^H(n)\}H \quad (\text{III-11})$$

Assumindo-se que o vetor do sinal de entrada e a resposta desejada $u(n)$ são conjuntamente estacionários, definimos:

$$\sigma_u^2 = E\{u(n)u^*(n)\}$$

$$P = E\{X(n)u^*(n)\} \quad (\text{III-12})$$

e

$$R = E\{X(n)X^H(n)\}$$

onde R é a matriz de autocorrelação de $x(n)$, dada por:

$$R = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(N-1) \\ r(-1) & r(0) & \dots & r(N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(-N+1) & r(-N+2) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \quad (\text{III-13})$$

Sustituindo-se as equações (III-12), em (III-11), podemos escrever a expressão para o erro quadrático médio como:

$$J(H) = \sigma_u^2 - P^H H - H^H P + H^H R H \quad (\text{III-14})$$

Para determinar-se o vetor de coeficientes ótimos H_0 , diferencia-se o erro quadrático médio $J(H)$ na equação (III-14) em relação ao vetor H e faz-se o resultado igual a zero. A solução desta equação origina o vetor de coeficientes ótimos H_0 . Este procedimento é apresentado em [24]. Então, obtém-se que o vetor de coeficientes ótimos H_0 , é dado por:

$$H_0 = R^{-1} P \quad (\text{III-15})$$

Uma aplicação típica deste resultado ocorre quando $u(n)$ é o sinal de saída de um sistema desconhecido que queremos identificar. A figura III.2 representa este problema.

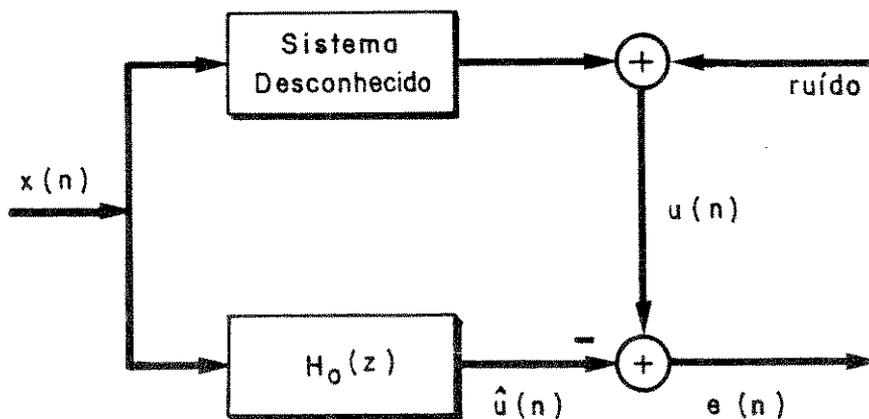


Figura III.2. Esquema típico para identificação de sistemas.

Nota-se que, ao minimizar o critério dado em (III-3), os coeficientes ótimos H_0 obtidos fornecerão um filtro cuja função de transferência se aproxima à do sistema desconhecido. Neste tipo de aplicação, $x(n)$ é em geral um sinal de espectro plano de modo a excitar todos os modos do sistema. O desempenho da estimação depende do número de parâmetros de $H_0(z)$ e da variância do ruído aditivo [25].

Mostramos a seguir que a análise desenvolvida nesta secção se aplica diretamente ao problema da estimação e do cancelamento da interferência entre canais copolares.

III.3.- ESTIMAÇÃO E CANCELAMENTO DA INTERFERÊNCIA

Nesta primeira abordagem sobre o cancelamento da interferência iremos estabelecer algumas hipóteses

simplificadoras. Os canais diretos serão supostos ideais ($H_{HH}(f)=H_{VV}(f)=1$) e os modelos discretos, assumidos para os canais cruzados associados a $H_{VH}(f)$ e $H_{HV}(f)$, serão de ordem pequena. Assim, podemos primeiramente conceituar bem a solução proposta para posteriormente generalizá-la. No próximo capítulo as hipóteses serão mais realistas.

Comparando-se os esquemas das figuras II.4 e III.2, observamos que, para cancelar a interferência, é preciso gerar um sinal que lhe sirva de estimativa. Em outras palavras, é necessário identificar as funções de transferência associadas aos canais cruzados. Assim, $H_{VH}(f)$ e $H_{HV}(f)$ cumprem o papel do sistema desconhecido e o dispositivo cancelador é um filtro que pode ser obtido pela teoria de Wiener. Para aplicar esta teoria, descrita na secção III.2, é necessário associar um modelo discreto às funções consideradas.

Com a finalidade de compreender as dificuldades presentes no cancelamento de interferência, é realizado um estudo bastante simple, mais importante no fortalecimento dos conceitos. Também devemos resaltar que o modelo utilizado no canal cruzado não é interesse nesta etapa, ou seja podemos usar qualquer modelo na caracterização da interferência, nos escolhemos o proprio modelo de RUMMLER. Portanto, assume-se o modelo do canal apresentado nas equações (II-19) e um sinal de entrada do tipo 8-PAM com 140 Mbits/seg., podemos calcular a resposta em frequência de $H_{VH}(f)$ e $H_{HV}(f)$ convoluída com coseno levantado. Efetuando este procedimento e truncando a expressão obtida em três coeficientes, chegamos a:

$$h_{VH}(t)=h_{HV}(t)=0.0150\delta(t)+0.930\delta(t-T)-0.620\delta(t-2T) \quad (\text{III-16})$$

onde consideramos ainda que a profundidade do notch é de 10dB, $\Delta f_{VH}=\Delta f_{HV}=5$ Mhz, $1/T$ é a taxa de bits transmitidos, $\tau=6.3$ ns e $\alpha=0.5$.

Assim, a interferência de polarização cruzada pode ser modelada por um filtro digital com função de transferência em z , dada por:

$$H_{VH}(z) = H_{HV}(z) = 0.0150z + 0.930 - 0.620z^{-1} \quad (\text{III-17})$$

Assumindo-se este modelo, podemos considerar um sistema digital para proporcionar o cancelamento de interferência. De fato, o cancelador de interferência de polarização cruzada XPIC é um filtro digital cujos coeficientes são calculados de forma a identificar as funções de transferência $H_{VH}(z)$ e $H_{HV}(z)$ e compensar os sinais de interferência ocasionadas por elas. O esquema do receptor usando XPIC é mostrado na figura III.3 e sua análise é desenvolvida a seguir.

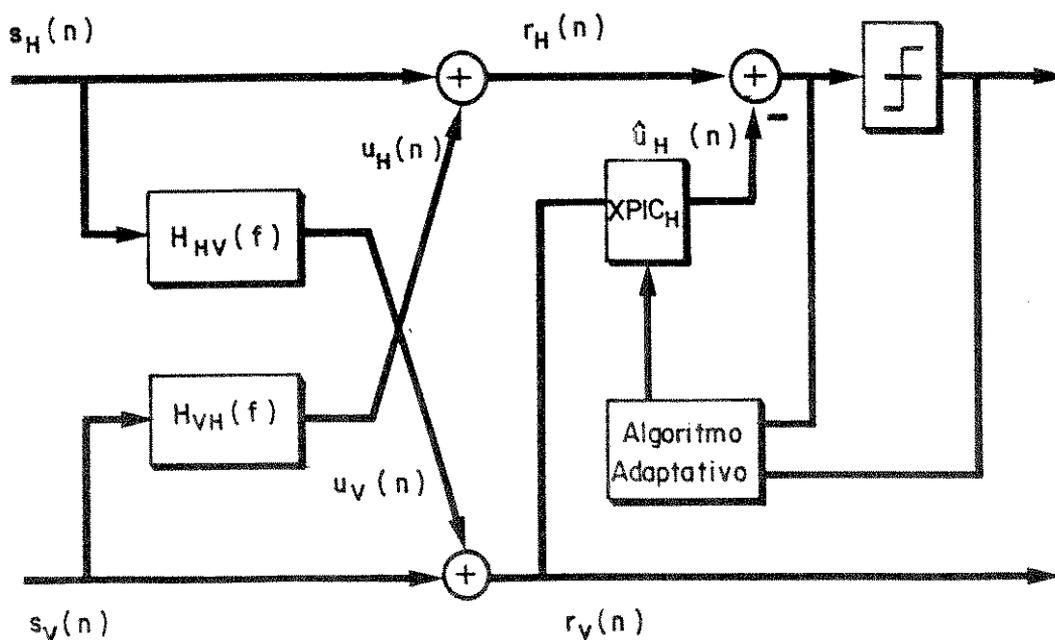


Figura III.3. Esquema básico de um XPIC.

Conforme indicado na figura III.3, a saída do XPIC é subtraída do sinal recebido a fim de cancelar a

interferência. O esquema pode ser analisado como um filtro de Wiener onde o sinal interferente $u_H(n)$ é a referência desejada [24]. Assim, a função custo a ser minimizada é o erro quadrático médio, dado por:

$$J(H) = E(e^2(n)) \quad (\text{III-18})$$

onde, para o canal horizontal:

$$e(n) = s_H(n) + u_H(n) - \hat{u}_H(n) \quad (\text{III-19})$$

Usando a notação vetorial, podemos escrever:

$$\hat{u}_H(n) = R_V^T(n) \hat{H}_{VH} \quad (\text{III-20})$$

onde,

$$R_V^T(n) = [r_V(n) \quad r_V(n-1) \quad \dots \quad r_V(n-N)]$$

$$e \quad \hat{H}_{VH}^T = [h_0 \quad h_1 \quad \dots \quad h_{N-1}]$$

N é a ordem do filtro.

Os coeficientes ótimos do filtro XPIC são então obtidos por:

$$\frac{\partial J(H)}{\partial h_i} = 0 \quad , \quad i=0, \dots, N-1 \quad (\text{III-21})$$

Desenvolvendo a equação (III-21), temos

$$E \left\{ 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial h_i} \right\} = 0 \quad (\text{III-22})$$

onde,

$$\frac{\partial e(n)}{\partial h_i} = r_v(n-i) \quad , \quad i=0, \dots, N-1 \quad (\text{III-23})$$

Então, a partir de (III-20), (III-22) e (III-23), chega-se a:

$$E\left\{\left[s_H(n) + u_H(n) - R_V^T(n)H_{VH}\right]r_v(n-i)\right\} = 0 \quad (\text{III-24})$$

Assim, para $i=0, \dots, N-1$ tem-se os coeficientes ótimos do XPIC.

$$\hat{H}_{VH} = \left\{E\left[R_V(n)R_V^T(n)\right]\right\}^{-1} E\left[(s_H(n) + u_H(n))R_V(n)\right] \quad (\text{III-25})$$

Este resultado pode ser comparado com o caso típico de identificação de sistemas, mostrado na figura III.2. A diferença entre nosso receptor (figura III.3) e o modelo de identificação é que, na entrada do XPIC, temos o sinal $s_v(n)$ contaminado pelo sinal interferente $u_v(n)$.

$$r_v(n) = s_v(n) + u_v(n) \quad (\text{III-26})$$

Se considerarmos um XPD suficientemente alto, $u_v(n)$ será pequeno se comparado ao sinal transmitido $s_v(n)$ e a seguinte simplificação pode ser feita:

$$\hat{H}_{vH} = \left\{ E \left[S_v(n) S_v^T(n) \right] \right\}^{-1} E \left[(s_H(n) + u_H(n)) S_v(n) \right] \quad (\text{III-27})$$

onde,

$$S_v^T(n) = [s_v(n) \quad s_v(n-1) \quad \dots \quad s_v(n-N)]$$

A equação (III-27) dá a solução ótima de Wiener para os coeficientes H_{vH} e o problema pode ser visto como um caso de identificação de sistemas.

Como os sinais de entrada $s_H(n)$ e $s_v(n)$ são decorrelatadas, temos:

$$E \left\{ s_H(n) s_v(n) \right\} = 0 \quad (\text{III-28})$$

Por outro lado, $u_H(n)$ é dado por:

$$u_H(n) = H_{vH}^T S_v(n) \quad (\text{III-29})$$

onde:

H_{vH} : é o vetor de coeficientes do canal cruzado.
 $S_v(n)$: é o vetor sinal de entrada.

Sustituindo-se (III-28) e (III-29) na equação (III-27), chegamos aos coeficientes do XPIC.

$$\hat{H}_{VH} = H_{VH} \quad (\text{III-30})$$

Assim, o filtro usado para modelagem da interferência é exatamente identificado pelo XPIC. Nota-se que existe originalmente uma simplificação ao supor de ordem 3 as funções de transferência $H_{VH}(z)$ e $H_{HV}(z)$.

Porém, para baixos valores de XPD, $u_V(n)$ não pode ser eliminado como considerado em (III-27) e a solução para H_{VH} , dada pela (III-25), apresenta uma polarização em relação a solução de Wiener dada em (III-30). Estes aspectos devem ser considerados na realização do XPIC por técnicas adaptativas.

III.4.- XPIC ADAPTATIVO

O funcionamento do XPIC adaptativo é baseado na minimização do critério dado em (III-18), usando métodos recursivos. O erro de saída a ser considerado é dado em (III-19) onde o termo $s_H(n)$ é, de fato, desconsiderado na solução (III-27) já que $s_H(n)$ e $s_V(n)$ são descorrelacionados.

Para evitar a polarização devido à presença da interferência $u_V(n)$, aplicamos o sinal transmitido $s_V(n)$ na entrada do XPIC adaptativo para as primeiras iterações, executando esta sequência de treinamento até que a convergência seja obtida.

Por outro lado, num sistema adaptativo, os incrementos adicionados aos coeficientes no processo de adaptação são proporcionais ao erro de saída, que tende a zero. Em nosso caso, quando o XPIC atinge os valores ótimos,

a saída de erro em (III-19) se aproxima do sinal de entrada $s_H(n)$. Assim, este termo deve ser removido para se obter o verdadeiro sinal de erro a ser aplicado no processo. Novamente, podemos efetuar um período de treinamento usando o sinal transmitido $s_H(n)$ para obter o erro $\hat{e}(n)$ usado na adaptação do XPIC.

O sistema adaptativo é apresentado na figura III.4, onde as posições "1" para as chaves A e B correspondem ao período de treinamento. Depois da convergência, o sinal recebido $\bar{s}_H(n)$ se aproxima da entrada $s_H(n)$ de modo que temos grande probabilidade de obter: $s_H(n) = \bar{s}_H(n)$ na saída do quantizador no receptor. Então, o período de treinamento é encerrado e as chaves colocadas para a posição B; o erro aplicado ao XPIC adaptativo é o ruído de quantização, usado para manter os coeficientes do filtro nos valores ótimos.

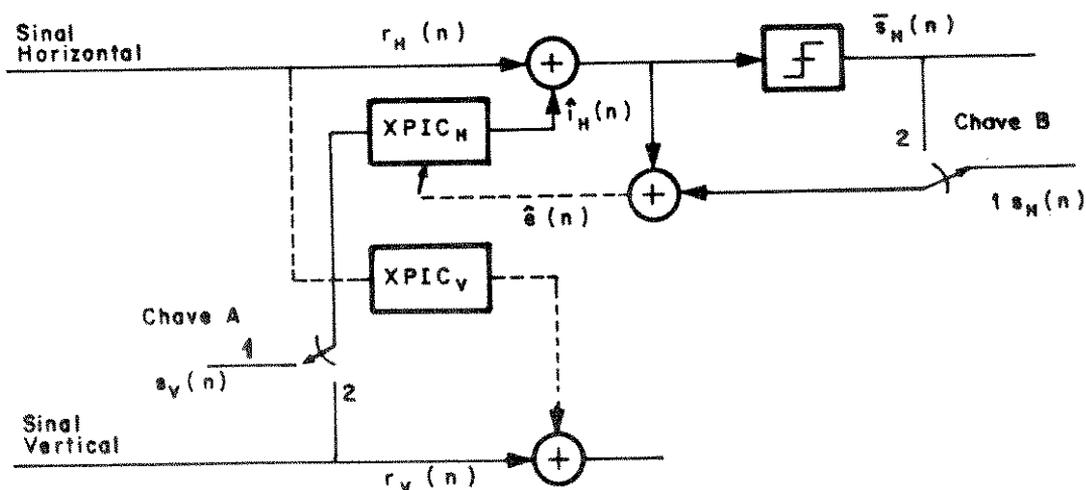


Figura III.4. Estrutura do receptor com XPIC adaptativo.

A atualização dos coeficientes dá-se pelo algoritmo do gradiente estocástico ou LMS [24], cuja expressão de adaptação é:

$$H(n) = H(n) + \mu X(n) \hat{e}(n) \quad (\text{III-31})$$

onde:

$$0 < \mu < \frac{2}{N[\text{potência do sinal}]}$$

μ : tamanho do passo

N : ordem do filtro

condição inicial: $H(0) = 0$

A estrutura proposta na figura III.4 associada ao algoritmo equacionado em (III-31) foi avaliada através de simulações. Utilizamos duas sub-rotinas independentes para gerar as sequências aleatórias para os sinais de entrada $s_H(n)$ e $s_V(n)$, as condições sobre o sistema de transmissão foram as descritas anteriormente. Na figura III.5, mostra-se a evolução dos coeficientes do XPIC adaptativo. O sistema começa com sequência de treinamento e, depois de 1000 iterações, as chaves são colocadas na posição "z". Isto é feito para $XPD=20\text{dB}$ e $XPD=10\text{dB}$.

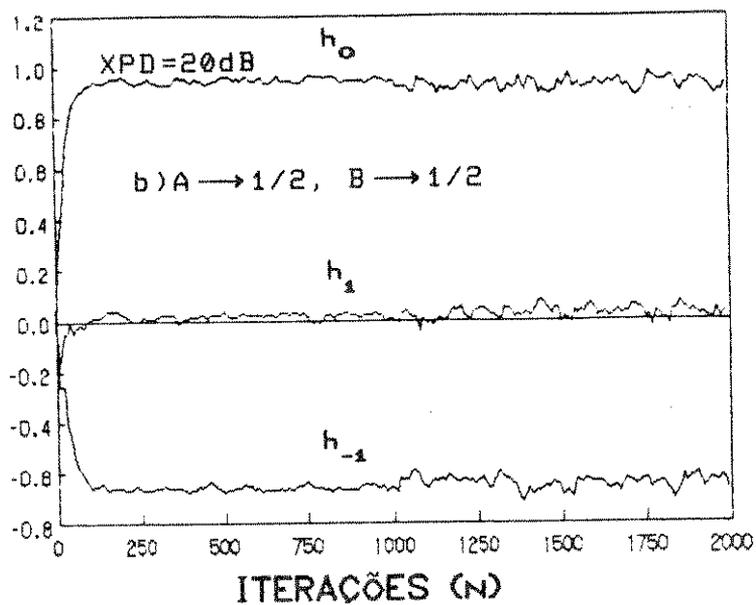
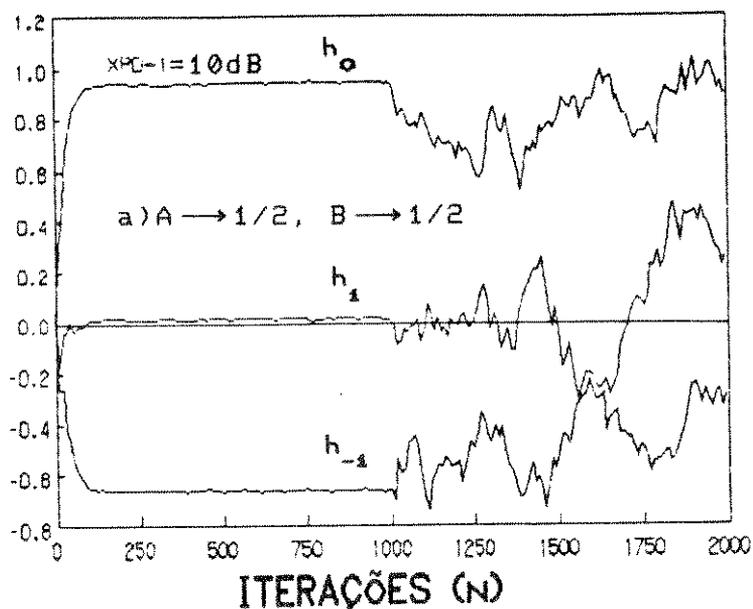


Figura III.5. Evolução dos coeficientes do XPIC:
a) $XPD=10\text{dB}$, b) $XPD=20\text{dB}$.

Nestas curvas observa-se claramente que, para valores baixos de XPD , é necessário dispor de sequência de

treinamento. Convém frisar entretanto que a utilização de sequência de treinamento em sistemas rádio digitais não é viável na prática [29]. O interesse, neste capítulo, de supor um período de treinamento é viabilizar uma primeira análise teórica do comportamento do XPIC adaptativo e avaliar assim seu desempenho. Isto nos dá subsídios para investigar estruturas mais realistas que ofereçam resultados satisfatórios sem fazer uso de sequência de treinamento. Estas estruturas, levando em conta também o acoplamento com filtros equalizadores, serão objeto do próximo capítulo.

III.5. - CONCLUSÃO

Apresentamos neste capítulo a teoria de filtragem de Wiener, na qual nos baseamos para estudar os canceladores de interferência de polarização cruzada adaptativos, aplicados em sistemas rádio digitais. O XPIC adaptativo pode ser visto como um problema particular de identificação de sistemas, onde as funções de transferência desconhecidas são $H_{VH}(z)$ e $H_{HV}(z)$. Os coeficientes ótimos do XPIC podem ser calculados usando os princípios da filtragem de Wiener, mas a solução é polarizada quando o nível de interferência aumenta. Teoricamente, num contexto adaptativo, é necessário introduzir um período de treinamento com a finalidade de assegurar a convergência aos valores ótimos e cancelar assim o sinal interferente. Na prática, entretanto, esta técnica não é viável o que nos leva a trabalhar com níveis altos de XPD ou a procurar algoritmos e estruturas mais apropriadas.

No próximo capítulo abordaremos o estudo de outras estruturas, na intenção de aumentar sua eficiência e eliminar a sequência de treinamento. A hipótese restritiva

do canal direto ideal será também eliminada e passaremos a investigar as diversas maneiras de acoplar o XPIC e o equalizador, procurando propor soluções que ofereçam um melhor desempenho do sistema.

CAPÍTULO IV

ESTRUTURAS PARA CANCELAMENTO E EQUALIZAÇÃO

IV.1. - INTRODUÇÃO

Vimos anteriormente como o problema de cancelamento da XPI pode ser abordado através de técnicas de filtragem adaptativa. Com a finalidade de bem conceituar nosso problema, não consideramos até então as distorções presentes nos canais diretos. Porém, em condições reais, temos num sistema de comunicação a presença de interferência intersimbólica que, somada à XPI, perturba o sinal transmitido nos caminhos diretos. Com isto, é necessário dispor de um dispositivo chamado de equalizador para eliminar esta distorção. Neste sentido, consideramos agora as diferentes estruturas de cancelamento combinadas com os dispositivos de equalização.

O objetivo deste capítulo é fornecer uma análise comparativa dos diferentes acoplamentos possíveis entre XPIC e equalizador. Com esta finalidade, desenvolvemos as equações que caracterizam cada caso para, posteriormente, avaliarmos o desempenho através de simulações. Tendo em vista uma avaliação mais realista do sistema, não consideraremos mais o uso de sequência de treinamento.

IV.2. - ESTRUTURA PARA XPIC COM ENTRADA QUANTIZADA

Começaremos com a proposta de uma possível estrutura para cancelamento, na qual o sinal de entrada é o sinal recebido quantizado. Para facilitar essa análise inicial, considera-se ainda o canal direto ideal. Portanto, somente o canal cruzado perturba o sinal direto. A análise é baseada no canal horizontal e, evidentemente, válida para o

caso vertical. A figura IV.1 mostra a estrutura proposta.

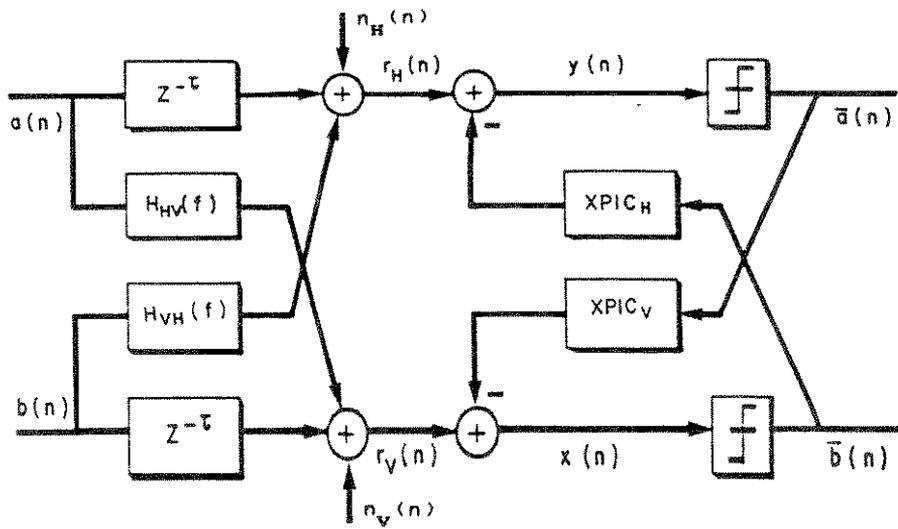


Figura IV.1. Estrutura do XPIC proposto.

Devemos observar que devido ao atraso de propagação no canal de transmissão o sinal recebido possui também um atraso τ , que deve também ser considerado na análise. A resposta ao impulso $h(n)$ do canal cruzado discreto, cuja

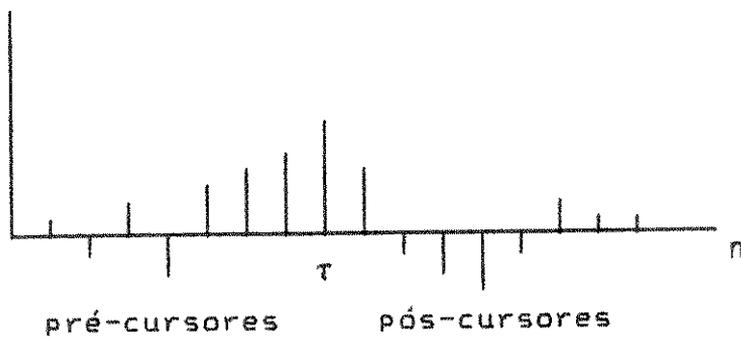


Figura IV.2. Resposta ao impulso do canal cruzado discreto, a ser cancelada.

entrada é a sequência $b(n)$, forma uma saída como a mostrada na figura IV.2. As amostras são chamadas pré-cursoras para $n < \tau$ e, para $n > \tau$, amostras pós-cursoras de resposta impulsiva.

Dessa forma, o sinal recebido no canal horizontal é dada por:

$$r_H(n) = a(n-\tau) + \sum_{K=-\infty}^{\infty} b(n-K)h(K) + n_H(n) \quad (IV-1)$$

Nota-se, da equação (IV-1), que o sinal recebido sofre um atraso ideal de τ amostras. Além disso, ele está contaminado pelo termo descrito na somatória. Este termo representa a influência das caudas pós-cursoras das amostras interferentes $b(0)$ até $b(n-\tau-1)$ mais a das caudas pré-cursoras das amostras $b(n-\tau+1)$ em diante.

O esquema do cancelador de interferência com entrada quantizada é mostrado na figura IV.3. O cancelador é um filtro transversal com coeficientes c_K , onde $K=1, \dots, \tau-1, \tau, \tau+1, \dots, N$. O sinal resultante após o cancelamento é dado então por:

$$y(n) = a(n-\tau-D) + \sum_{K=-\infty}^{\infty} b(n-D-K)h(K) - \sum_{K=1}^N \bar{b}(n-K)c_K + n_H(n-D) \quad (IV-2)$$

Onde D é um atraso dado ao sinal $r_H(n)$ na via horizontal, relativo ao atraso dado pelo XPIC_H simétrico com entrada quantizada de comprimento $N=2D-1$.

Na figura IV.1 é mostrado a estrutura do XPIC com entrada quantizada relativa à equação (IV-2), onde o segundo somatório representa uma estimação da interferência que deve ser subtraída de $r_H(n-D)$, de modo a obter-se o sinal sem a contaminação devida ao canal cruzado. Deve ser ressaltado

que esta estrutura permite identificar apenas as caudas pós-cursoras das amostras anteriores (parte causal da resposta ao impulso do canal cruzado).

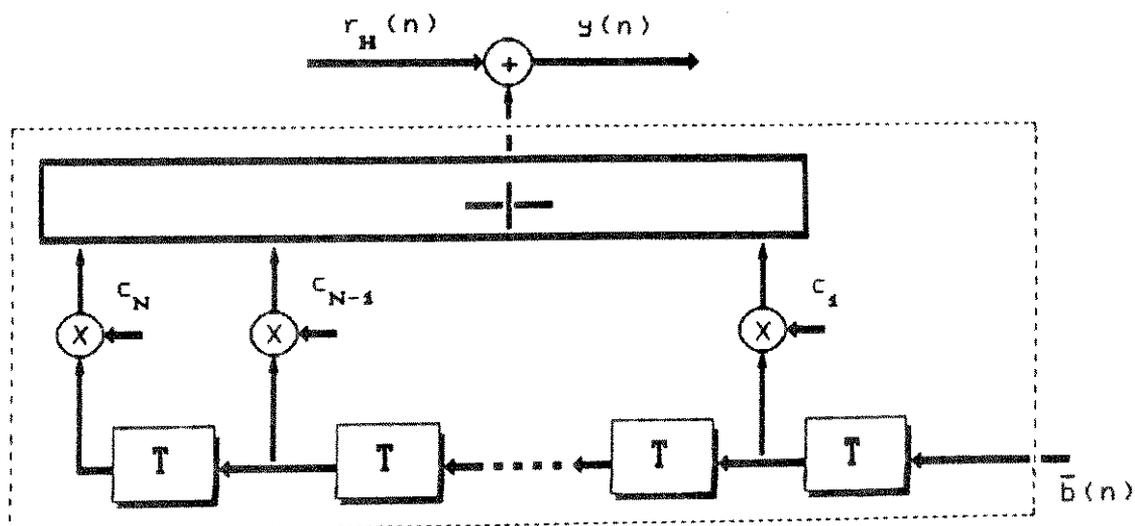


Figura IV.3. Cancelador de interferência cruzada.

Portanto, esta estrutura pode ser combinada com outras que eliminam as caudas pré-cursoras das amostras posteriores (parte anti-causal da resposta ao impulso do canal) de modo a melhorar a eficiência do cancelamento [26].

Na seção seguinte, apresentaremos estruturas que combinadas a esta oferecem melhor desempenho para atacar o fenômeno da interferência de polarização cruzada [22], [30].

IV.3.- ESTRUTURAS PARA CANCELAMENTO DA XPI

Conforme já mencionamos, além da interferência de polarização cruzada, o sinal transmitido também sofre degradação devido à interferência intersimbólica (IIS),

provocada pelos símbolos adjacentes no símbolo que se quer decidir. Portanto, é necessário se dispor de um filtro equalizador para minorar este problema. Nas estruturas apresentadas na figura IV.4, são incluídos dispositivos de equalização, juntamente com os de cancelamento de modo a constituir um modelo mais realista para o receptor. Porém, como nosso estudo se concentra sobre os canceladores de interferência de polarização cruzada, não será feita uma análise profunda dos tipos de equalizadores a serem utilizados. Nosso objetivo é de considerar as diferentes combinações de equalizadores e XPIC, aplicando a análise desenvolvida anteriormente e comparando-se desempenho de cada estrutura através de simulações.

Na primeira configuração, o equalizador e o XPIC estão implementados em paralelos, os dois dispositivos trabalham com um sinal contaminado por interferência intersimbólica e interferência de polarização cruzada.

No caso da segunda configuração, o XPIC está implementado antes do equalizador, isto permite que o equalizador trabalhe com um sinal contaminado apenas pela interferência intersimbólica. Um atraso sobre o caminho direto é necessário para compensar o tempo de processamento no XPIC.

Na terceira configuração, o sinal de entrada no XPIC é um sinal equalizado. Observa-se que em ambos os caminhos temos equalização e também deve-se considerar um atraso para compensar o tempo de processamento no XPIC.

Finalmente, a quarta configuração é obtida a partir da terceira estrutura com o acréscimo de uma etapa realimentada (entrada quantizada) tanto para o XPIC como para o equalizador.

A seguir, na seção IV.4 é apresentado o equacionamento relativo às filtragens envolvidas e à adaptação destas estruturas.

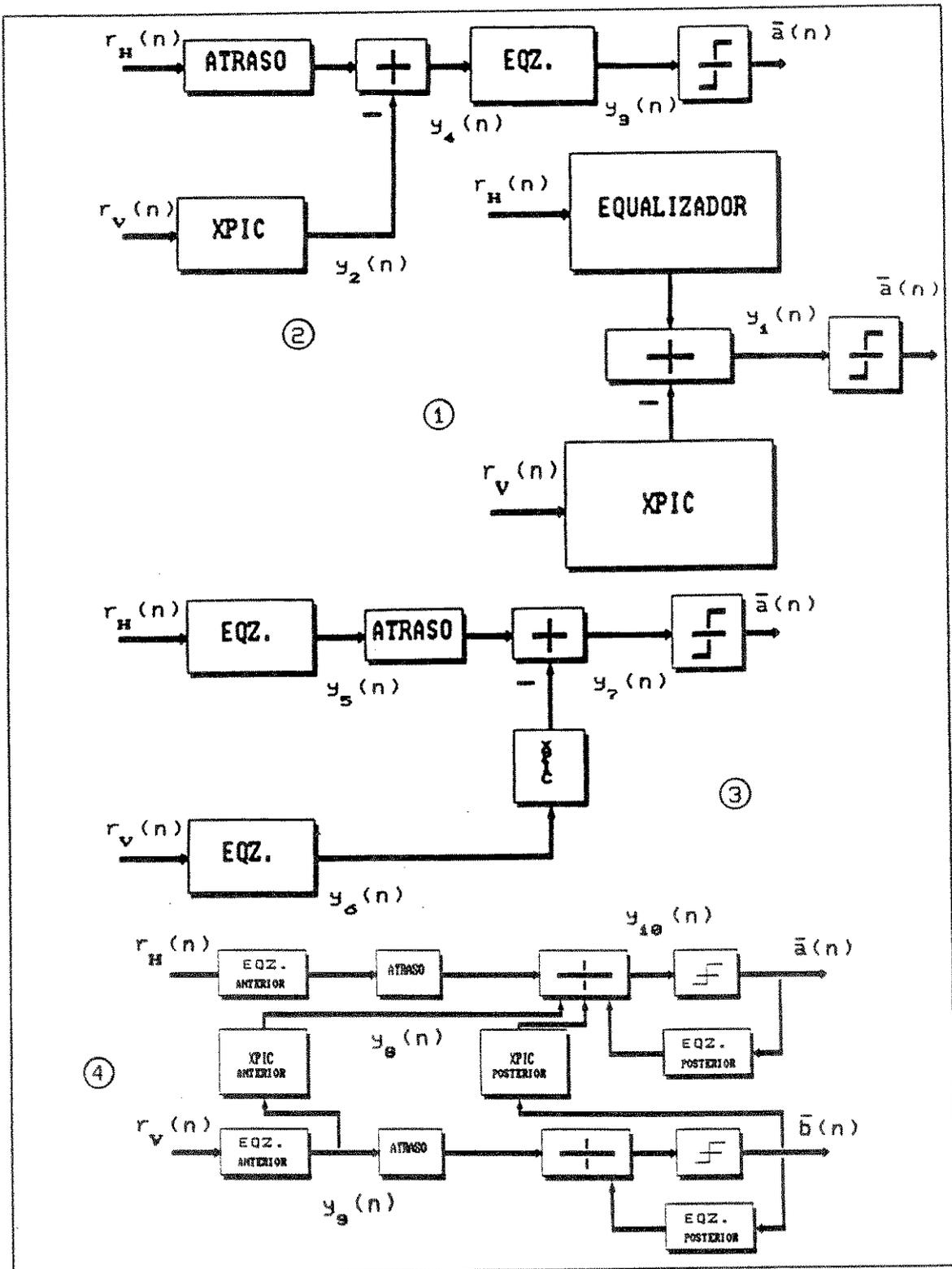


Figura IV.4. Diferentes acoplamentos XPIC-Equalizador.

IV.4.- EQUACIONAMENTO DAS ESTRUTURAS

Antes de iniciar a análise das estruturas, precisamos lembrar algumas expressões que serão utilizadas frequentemente no estudo delas. Estas expressões, em sua forma geral, são:

$$r_H(n) = \sum_k a(k)H_{HH}(n-k) + \sum_k b(k)H_{VH}(n-k) + n_H(n) \quad (IV-3)$$

$$r_V(n) = \sum_k b(k)H_{VV}(n-k) + \sum_k a(k)H_{HV}(n-k) + n_V(n)$$

onde as entradas $a(n) = \alpha_1(n) + j\alpha_2(n)$ e $b(n) = b_1(n) + jb_2(n)$ são variáveis aleatórias independentes com $\alpha_1(n)$, $\alpha_2(n)$, $b_1(n)$ e $b_2(n)$ assumindo os possíveis valores ± 1 , ± 3 , ± 5 , ± 7 ; enquanto $H_{HH}(n)$, $H_{VV}(n)$ e $H_{VH}(n)$, $H_{HV}(n)$ são as respostas ao impulso dos canais diretos e cruzados, respectivamente. Temos ainda que $n_H(n)$ e $n_V(n)$ são ruídos brancos com distribuição gaussiana e média zero.

O XPIC e o equalizador são filtros transversais adaptativos de forma que, num dado instante n , suas funções de transferência são dadas pelos polinômios:

* para o XPIC:

$$c(z) = c_0 z^0 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{N-1} z^{1-N} \quad (IV-4)$$

* para os equalizadores:

$$\begin{aligned} \text{canal horizontal: } w(z) &= w_0 z^0 + w_1 z^{-1} + \dots + w_{L-1} z^{1-L} \\ \text{canal vertical: } p(z) &= p_0 z^0 + p_1 z^{-1} + \dots + p_{L-1} z^{1-L} \end{aligned} \quad (\text{IV-5})$$

onde os vetores dos coeficientes, são dados por:

$$\begin{aligned} C^T &= [c_0 \quad c_1 \quad \dots \quad c_{N-1}] \\ W^T &= [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{L-1}] \\ P^T &= [p_0 \quad p_1 \quad \dots \quad p_{L-1}] \end{aligned} \quad (\text{IV-6})$$

Para a primeira estrutura, podemos expressar o sinal de saída por:

$$y_1(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i r_H(n-i) - \sum_{j=0}^{N-1} c_j r_V(n-j) \quad (\text{IV-7})$$

Para a segunda estrutura, temos:

$$y_2(n) = \sum_{i=0}^{N-1} c_i r_V(n-i) \quad (\text{IV-8})$$

$$y_4(n) = r_H(n-N_1) - y_2(n) \quad , \quad N_1 = \frac{N+1}{2} \quad (\text{IV-9})$$

e o sinal recebido, aplicado à entrada do quantizador, é

$$y_3(n) = \sum_{j=0}^{L-1} w_j y_4(n-j) \quad (\text{IV-10})$$

Os sinais envolvidos na terceira estrutura são:

$$y_5(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i r_H(n-i) \quad (\text{IV-11})$$

$$y_6(n) = \sum_{j=0}^{L-1} p_j r_V(n-j) \quad (\text{IV-12})$$

e, à entrada do quantizador:

$$y_7(n) = y_5(n-L_1) - \sum_{i=0}^{N-1} c_i y_6(n-i) \quad , \quad L_1 = \frac{L+1}{2} \quad (\text{IV-13})$$

Enfim, para a quarta estrutura, as expressões são as seguintes:

$$y_8(n) = \sum_{i=0}^{N_1} c_i y_9(n-i) + \sum_{i=N_1+1}^N c_i \bar{b}(n-i) \quad (\text{IV-14})$$

$$y_9(n) = \sum_{i=0}^{L_1} w_i r_V(n-i) \quad (\text{IV-15})$$

$$y_{10}(n) = \sum_{i=0}^{L1} w_i r_H(n-N1) - y_0(n) + \sum_{i=L1+1}^L w_i r_V(n-i) \quad (IV-16)$$

onde consideramos c_i ($0 \leq i \leq N1$) e w_i ($0 \leq i \leq L1$). Os coeficientes da etapa anterior e c_i ($N1+1 \leq i \leq N$) e w_i ($L1+1 \leq i \leq L$) os da parte posterior (realimentada) do XPIC e equalizador, respectivamente.

Para a adaptação dos coeficientes das estruturas foi escolhido o critério da minimização do erro quadrático médio, citado anteriormente, associado ao algoritmo LMS [24]. Para cada estrutura, temos então as seguintes relações de adaptação:

ESTRUTURA 1

* para o equalizador,

$$w(n+1) = w(n) - \mu_1 e(n) R_H(n) \quad (IV-17)$$

* para o XPIC,

$$c(n+1) = c(n) - \mu_2 e(n) R_V(n)$$

ESTRUTURA 2

* para o equalizador,

$$w(n+1) = w(n) - \mu_1 e(n) Y_2(n) \quad (IV-18)$$

* para o XPIC,

$$c(n+1) = c(n) - \mu_2 e(n) R_V(n)$$

ESTRUTURA 3

* para os equalizadores,

$$w(n+1) = w(n) - \mu_1 e(n) R_H(n)$$

$$p(n+1) = p(n) - \mu_1 e(n) R_V(n) \quad (IV-19)$$

* para o XPIC,

$$c(n+1) = c(n) - \mu_2 e(n) Y_5(n)$$

ESTRUTURA 4

$$\begin{aligned}
 & * \text{ para o equalizador,} \\
 & \quad w(n+1) = w(n) - \mu_1 e(n) R_H(n) \quad \text{para } n=1, \dots, L-1 \\
 & \quad w(n+1) = w(n) - \mu_1 e(n) A(n) \quad \text{para } n=L+1, \dots, L \\
 & * \text{ para o XPIC,} \quad (IV-20) \\
 & \quad c(n+1) = c(n) - \mu_2 e(n) Y_2(n) \quad \text{para } n=1, \dots, N-1 \\
 & \quad c(n+1) = c(n) - \mu_2 e(n) B(n) \quad \text{para } n=N+1, \dots, M
 \end{aligned}$$

onde $R_H(n)$, $R_V(n)$, $Y_2(n)$, $Y_S(n)$, $Y_9(n)$, $A(n)$ e $B(n)$ são vetores, dados pelas seguintes relações:

$$\begin{aligned}
 R_H^T(n) &= [r_H(n) \quad r_H(n-1) \quad \dots \quad r_H(n-L+1)] \\
 R_V^T(n) &= [r_V(n) \quad r_V(n-1) \quad \dots \quad r_V(n-N+1)] \\
 Y_2^T(n) &= [y_2(n) \quad y_2(n-1) \quad \dots \quad y_2(n-L+1)] \\
 Y_S^T(n) &= [y_S(n) \quad y_S(n-1) \quad \dots \quad y_S(n-N+1)] \quad (IV-21) \\
 Y_9^T(n) &= [y_9(n) \quad y_9(n-1) \quad \dots \quad y_9(n-L+1)] \\
 A^T(n) &= [\bar{a}(n-L) \quad \bar{a}(n-L-1) \quad \dots \quad \bar{a}(n-L+1)] \\
 B^T(n) &= [\bar{b}(n-N) \quad \bar{b}(n-N-1) \quad \dots \quad \bar{b}(n-N+1)]
 \end{aligned}$$

e $e(n)$ é o erro utilizado para adaptação dos coeficientes, dado pela diferença entre os sinais de entrada e de saída do quantizador, para cada uma das quatro estruturas consideradas.

IV.5.- CONCLUSÃO

Neste capítulo abandonamos a hipótese de canais ortogonais ideais e a disponibilidade de sequência de treinamento no receptor. Iniciamos com a proposta de uma estrutura de XPIC, com sinal de entrada quantizado, efetuando-se uma breve análise que serviu como base na proposta de estruturas envolvendo o XPIC e o equalizador. Em seguida, equacionamos os diferentes acoplamentos XPIC-EQUALIZADOR, com intenção de mostrar os principais sinais envolvidos no processo de cancelamento de interferência de polarização cruzada. Esses sinais são utilizados nos algoritmos de adaptação dos coeficientes do XPIC e do equalizador.

Na próximo capítulo, apresentaremos os resultados das simulações em computador, com a finalidade de determinar o comportamento de cada uma das estruturas propostas frente ao fenômeno da XPI. Investigaremos assim, o desempenho em relação aos parâmetros mais relevantes do problema.

CAPÍTULO V

SIMULAÇÕES POR COMPUTADOR

V.1.- INTRODUÇÃO

Apresentaremos aqui vários resultados com a finalidade de mostrar o desempenho das estruturas analisadas no capítulo anterior. As simulações são realizadas considerando-se alguns aspectos sistêmicos em rádio-digital, visando uma maior aproximação da realidade prática. Para fortalecer as conclusões, apresentamos curvas que descrevem o comportamento de diversos parâmetros de desempenho, tais como: probabilidade de erro, relação sinal/ruído, XPD e tipo de distorção do canal cruzado.

V.2.- SIMULAÇÕES

Foram realizadas simulações para observar o desempenho das estruturas, avaliados em termos de probabilidade de erro, relação sinal/ruído, XPD, etc.. As simulações e os resultados apresentados a seguir foram gerados através de um programa escrito na linguagem FORTRAN. Na figura V.1 é apresentado o fluxograma mostrando suas partes mais importantes, incluindo a análise com canal direto ideal (programa SISDEST3.FOR). Este programa consta de uma entrada de dados por arquivo, correspondente aos parâmetros que caracterizam o meio de transmissão e os dados de entrada por tela, que podem variar dependendo do estudo a ser realizado. Além disso, o programa pode ser usado para testar as estruturas frente a três tipos de modelo para o canal cruzado: modelo de M.BORGNE, RUMMLER e de LIN [27].

As respostas impulsivas dos canais diretos, vertical e horizontal, e dos canais de interferência de polarização cruzada são truncadas em 7 coeficientes, já que

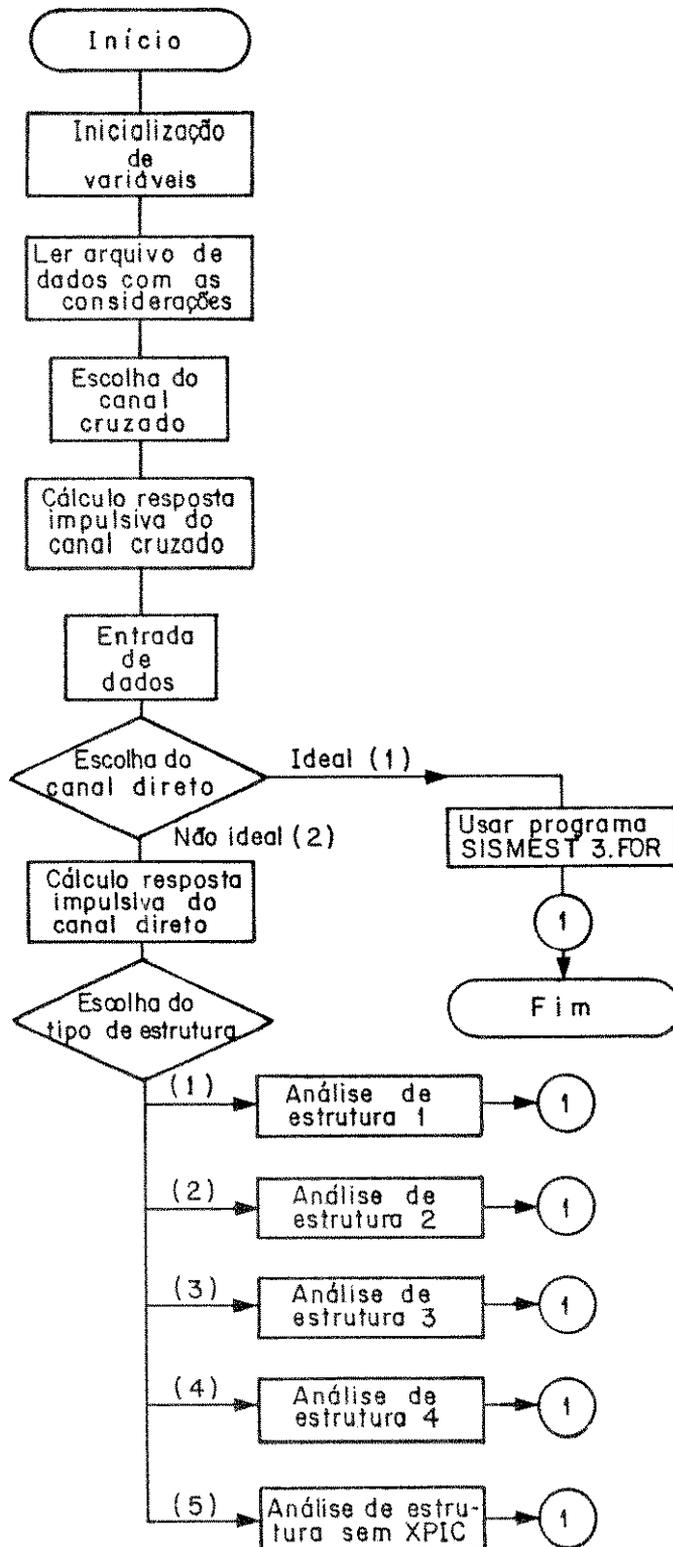


Figura V.1. Fluxograma do programa principal.

pelas características dos modelos, respostas impulsivas de maior ordem não mostram diferenças significativas. Como nossa intenção é investigar o desempenho das estruturas, o problema de recuperação de fase da portadora e da determinação do instante ótimo de amostragem são considerados resolvidos.

As estruturas são implementadas em banda base, tanto as do XPIC como as do equalizador. Utilizamos o algoritmo LMS [24] para ajustar os coeficientes do XPIC e do equalizador em todas as configurações propostas. A condição inicial para os equalizadores é: valor um para o coeficiente central e zero para o resto dos coeficientes. No caso do XPIC, todos os coeficientes são inicializados com valor zero. Além disso, os seguintes valores são escolhidos para o tamanho do passo μ :

$$\begin{aligned}\mu_1 &= 0.005 && \text{para os XPIC's} \\ \mu_2 &= 0.0015 && \text{para os equalizadores}\end{aligned}$$

Consideram-se dois sinais 64-QAM, com taxa de transmissão de 140 Mbits/seg., como a entrada do sistema. Estes sinais são gerados por duas sub-rotinas independentes. Assim obtém-se na saída do canal os sinais $r_H(n)$ e $r_V(n)$, os quais serão utilizados na entrada do XPIC ou do equalizador, dependendo da configuração estudada. As condições sobre o meio de transmissão são as descritas no capítulo II. Como nosso interesse não é o desempenho do processo adaptativo em si, mas a eficiência de todo o sistema, as medidas foram feitas após a convergência dos coeficientes dos filtros adaptativos envolvidos.

Na figura V.2 é mostrada as respostas do caminho direto horizontal para dois níveis de distorção e dos canais cruzados relativos ao modelo de M.BORGNE e RUMMLER descritos no capítulo II. Estas são as respostas impulsivas a serem utilizadas nas simulações que apresentaremos a seguir.

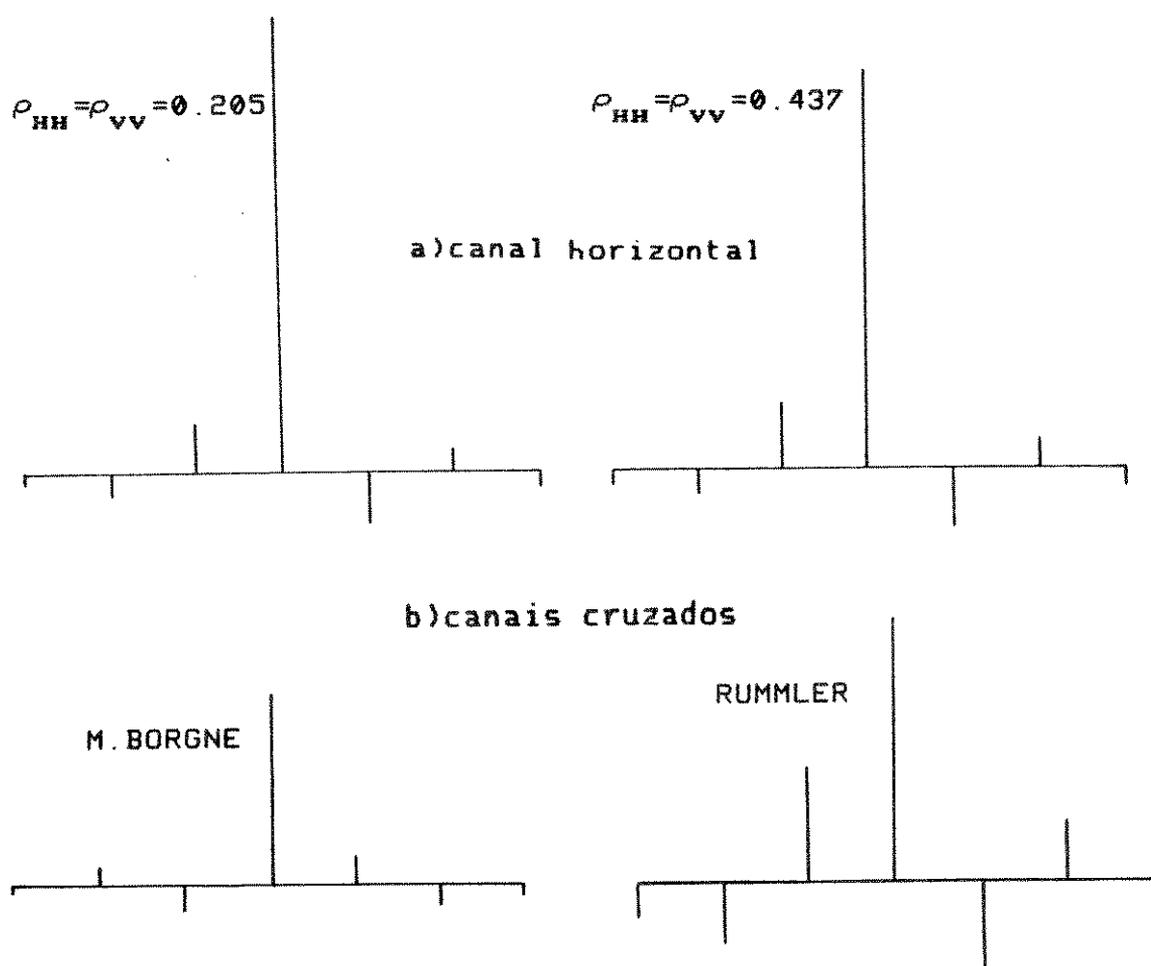


Figura V.2. Respostas canal horizontal e canais cruzados convoluídos com a função cosseno levantado.

A seguir, na figura V.3, mostraremos o comportamento das quatro estruturas para o modelo do canal cruzado de M. BORGNE. Para diferentes valores de relação sinal/ruído (SNR) e três valores distintos de XPD, foram obtidas as curvas de taxa de erro (BER). Pode-se observar que a primeira estrutura oferece a mais baixa eficiência com respeito às outras, isto pode ser explicado pelo fato de que tanto o sinal de entrada do XPIC como o do equalizador estão contaminados pela IIS e XPI. No caso da segunda e terceira estrutura, constata-se muito pouca diferença de eficiência,

mostrando a terceira um melhor desempenho para valores altos de XPD. Ainda, com respeito à quarta estrutura, pode ser claramente observado que, utilizando realimentação no XPIC e no equalizador o desempenho melhora consideravelmente.

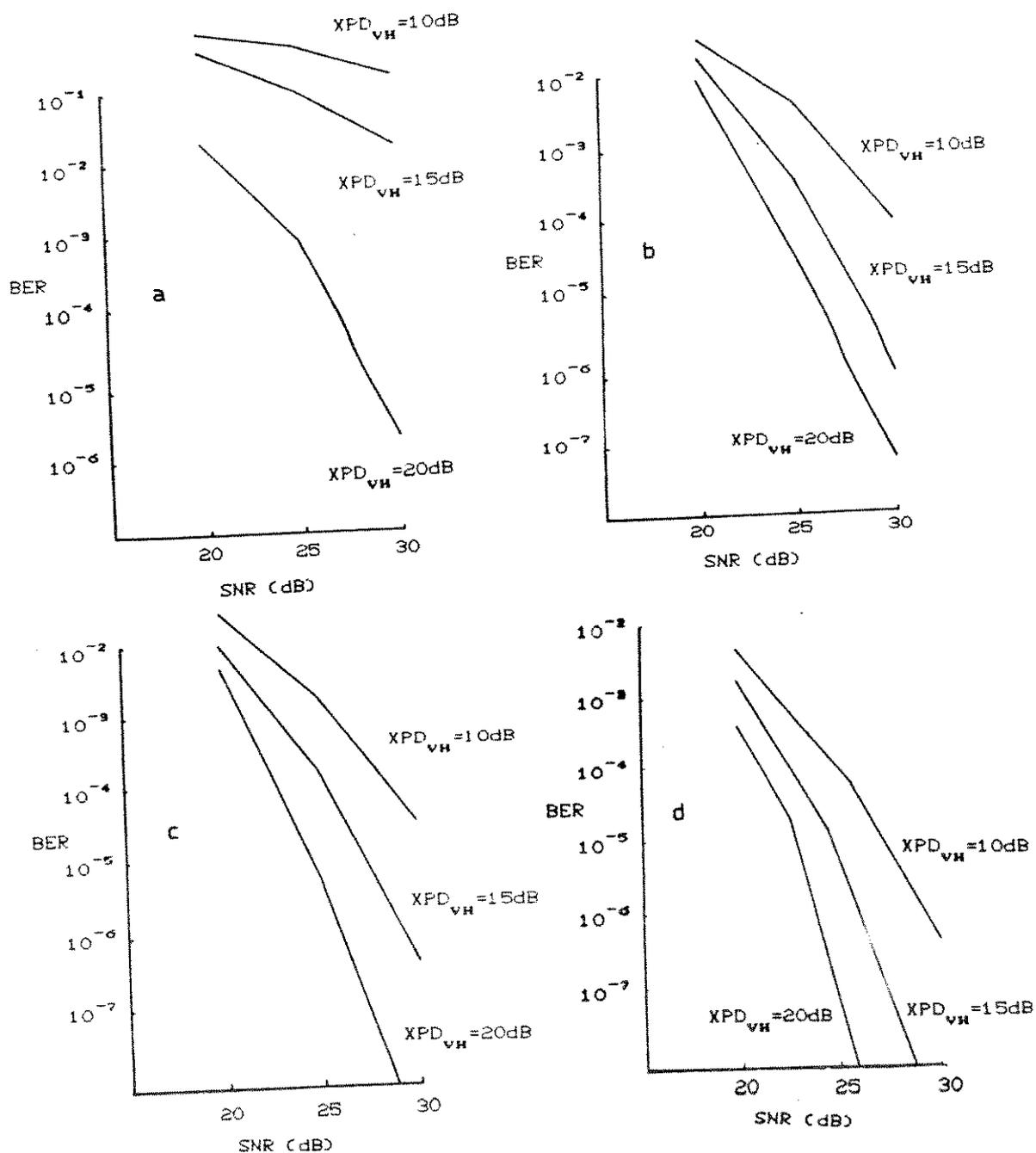


Figura V.3. Taxa de erro e SNR (modelo de M. BORGNE):
 a) Estrutura 1; b) Estrutura 2;
 c) Estrutura 3; d) Estrutura 4.

Para o caso da utilização do modelo de RUMMLER como canal cruzado foram obtidas curvas semelhantes, como pode ser observado na figura V.4. Também aqui se constata que o pior desempenho é dado pela primeira estrutura, e que

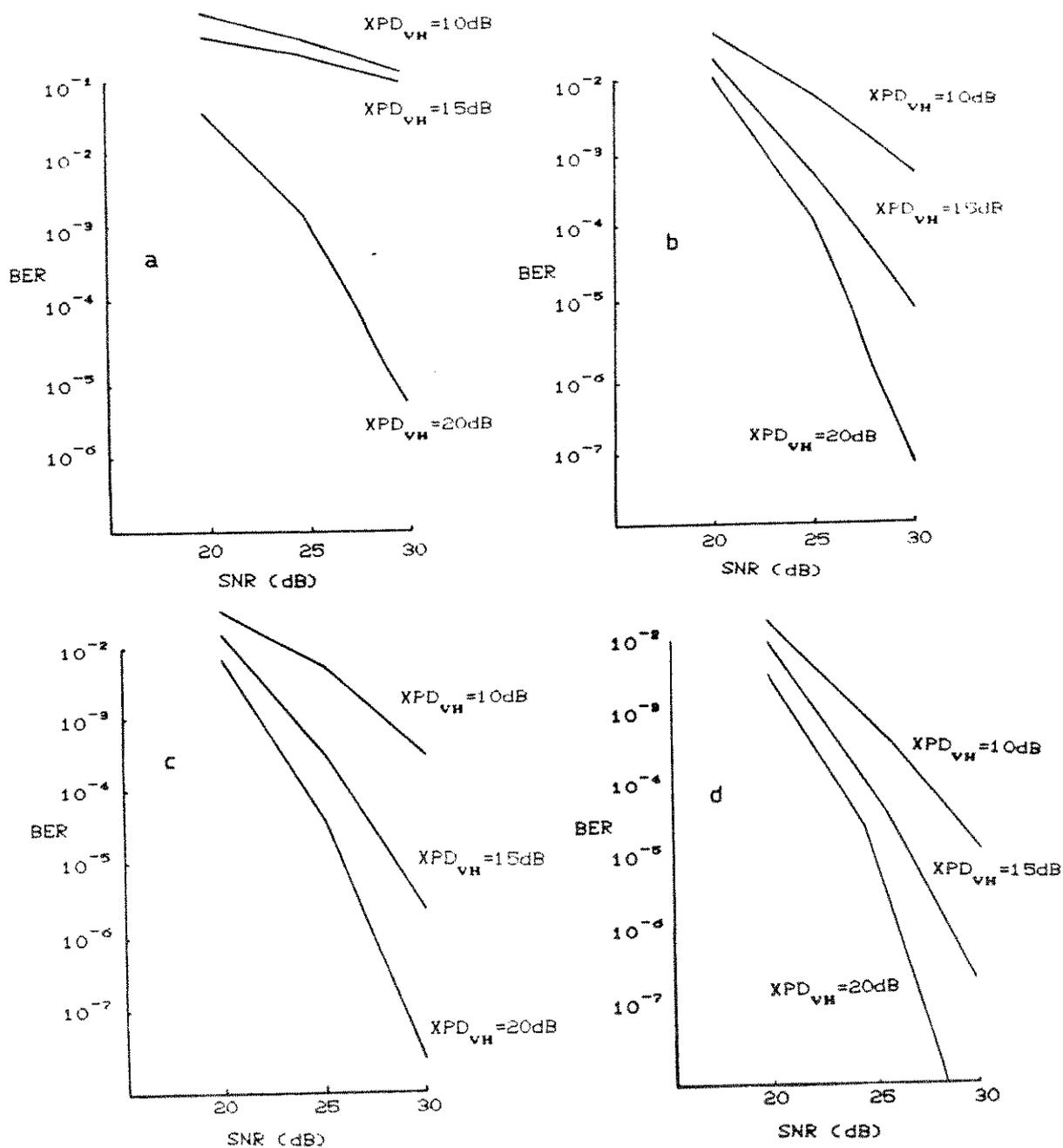


Figura V.4. Taxa de erro e SNR (modelo de RUMMLER):
 a)Estrutura 1; b)Estrutura 2;
 c)Estrutura 3; d)Estrutura 4.

a segunda e terceira apresentam comportamento semelhantes, e que a quarta, possuindo realimentação no XPIC e equalizador, é a mais eficiente das quatro propostas. Verifica-se ainda uma degradação no desempenho de todas em relação ao primeiro caso, que pode ser atribuída à utilização do modelo de RUMMLER. Em ambas as simulações, os canais diretos tinham valores de $\rho_{HH} = \rho_{VV} = 0.205$ e com $XPD_{HV} = 30\text{dB}$ para o caminho vertical.

Na figura V.5 mostramos o comportamento das estruturas para diferentes valores de XPD, assumindo uma relação sinal/ruído $SNR=25\text{dB}$. Considera-se dois tipos de canal cruzado: M. BORGNE e RUMMLER. Os parâmetros para os caminhos diretos foram $\rho_{HH} = \rho_{VV} = 0.205$ e assume-se o canal vertical com $XPD_{HV} = 30\text{dB}$. Observa-se aqui que a eficiência de todas as estruturas diminui quando o modelo do canal cruzado é seletivo. Também pode-se constatar a pequena diferença entre a segunda e terceira estruturas.

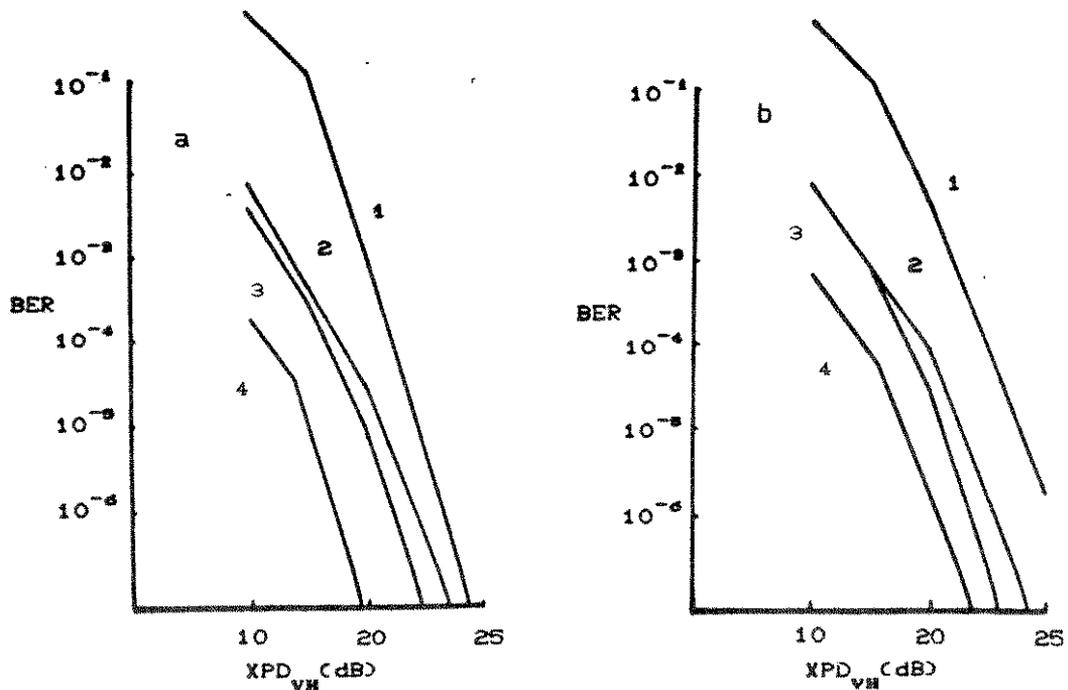


Figura V.5. Taxa de erro e XPD ($SNR=25\text{dB}$):
a) M. BORGNE, b) RUMMLER.

Com a finalidade de mostrar o comportamento da segunda estrutura quando o nível de distorção do canal vertical aumenta, foram feitas várias simulações variando-se o nível de distorção e o XPD. Na figura V.6 são mostrados os resultados obtidos para valores de distorção de $\rho_{HH}=0.205$, $\rho_{VV}=0.437$ e $\text{SNR}=25\text{dB}$, levando-se em conta os dois canais cruzados considerados em nosso estudo. Pode ser visto que o aumento da distorção do sinal vertical, que é o sinal de entrada no XPIC, diminui a eficiência desta estrutura para ambos tipos de canal cruzado.

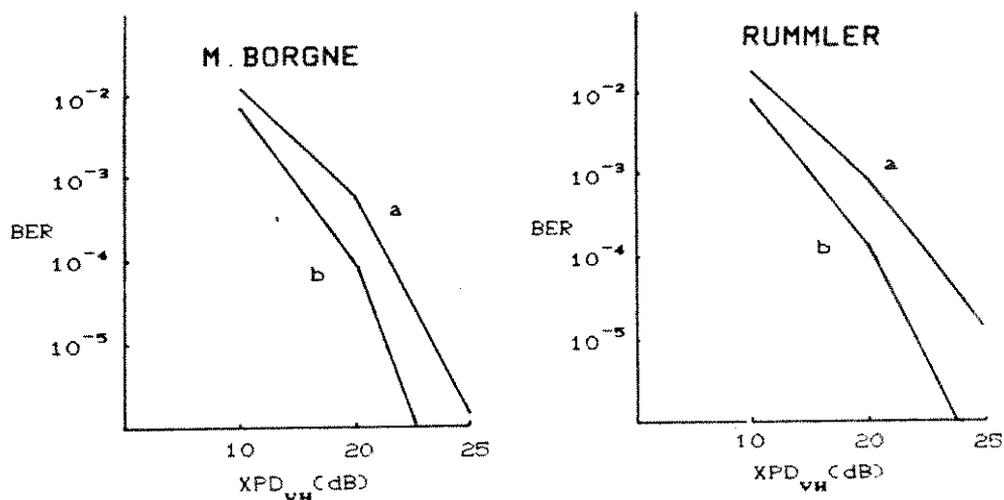


Figura V.6. Taxa de erro e XPD ($\text{SNR}=25\text{dB}$):

a) $\rho_{HH}=\rho_{VV}=0.437$;

b) $\rho_{HH}=\rho_{VV}=0.205$.

Um estudo ligeiramente semelhante foi realizado para a quarta estrutura, com o objetivo de determinar o comportamento dela frente às variações do nível de distorção do canal cruzado sobre o sinal de polarização vertical. Com esta finalidade apresenta-se na figura V.7, os resultados

obtidos para os dois tipos de canal cruzado, com $XPD_{VH} = 20\text{dB}$, e relação sinal/ruído de 25 dB.

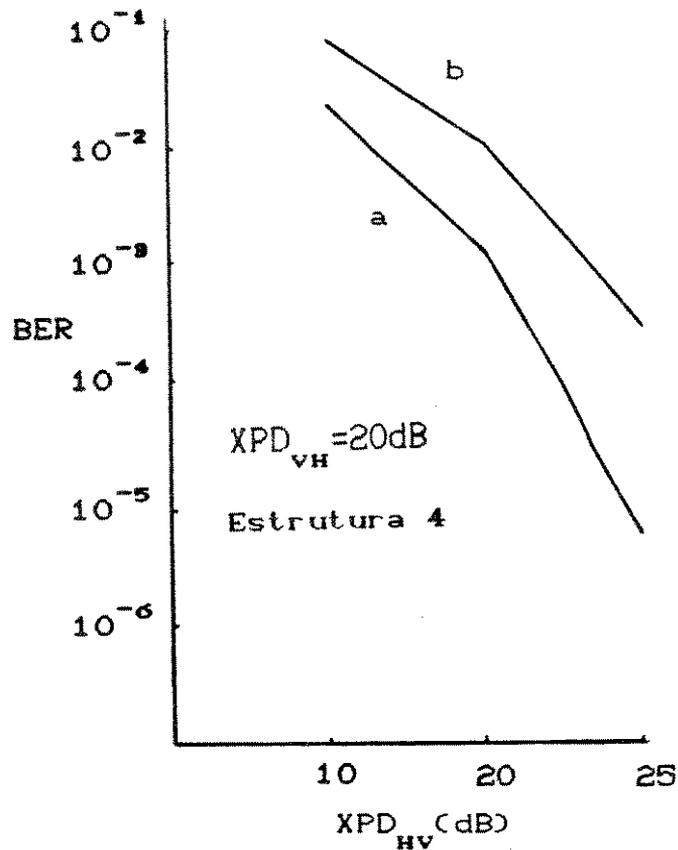


Figura V.7. Taxa de erro e XPD (SNR=25dB):

a) M. BORGNE; b) RUMMLER.

Na figura V.8, apresentamos o comportamento das estruturas quando a ordem do filtro equalizador se mantém fixa em $L=7$ e a ordem do filtro cancelador varia. Essas simulações foram feitas para um $XPD_{VH} = 20\text{dB}$, diferentes valores de relação sinal/ruído e usando o modelo do canal cruzado de M. BORGNE. Os resultados obtidos mostraram que todas as estruturas são afetadas em seu desempenho ao variar o comprimento do filtro cancelador.

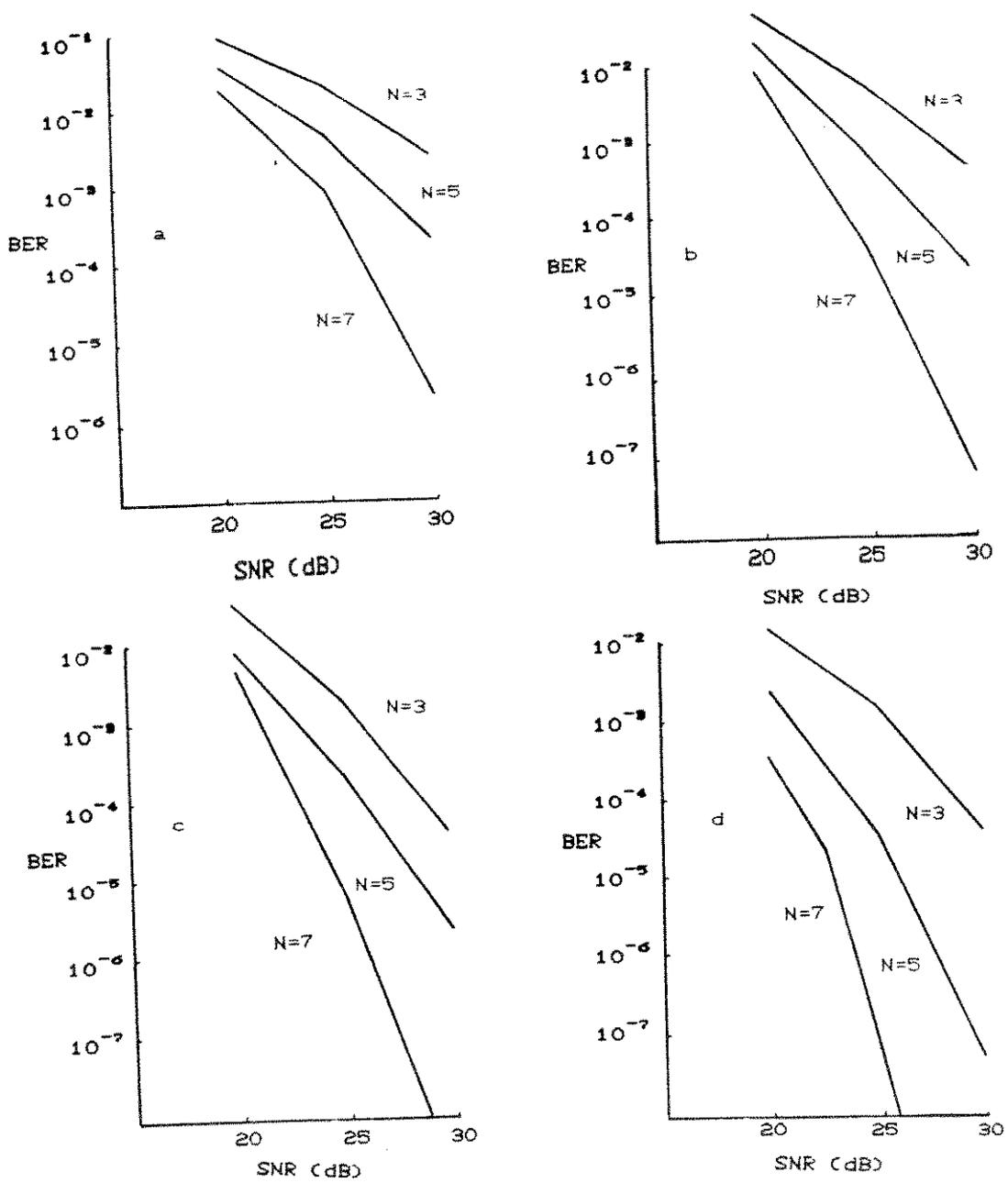


Figura V.8. Taxa de erro e SNR ($XPD_{vH} = 20\text{dB}$):
 a) Estrutura 1; b) Estrutura 2;
 c) Estrutura 3; d) Estrutura 4.

Para observar melhor o comportamento das estruturas, mostramos na figura V.9 como está espalhado o sinal recebido com respeito a um ponto ideal da constelação.

Vê-se claramente que o melhor desempenho é dado pela quarta estrutura e o pior pela primeira, sendo que a segunda e terceira mostram um desempenho aproximadamente similar. As simulações foram feitas considerando $XPD_{VH} = 25\text{dB}$, relação sinal/ruído de 40dB e a ordem do XPIC igual a ordem do equalizador, ou seja, $N=L=7$.

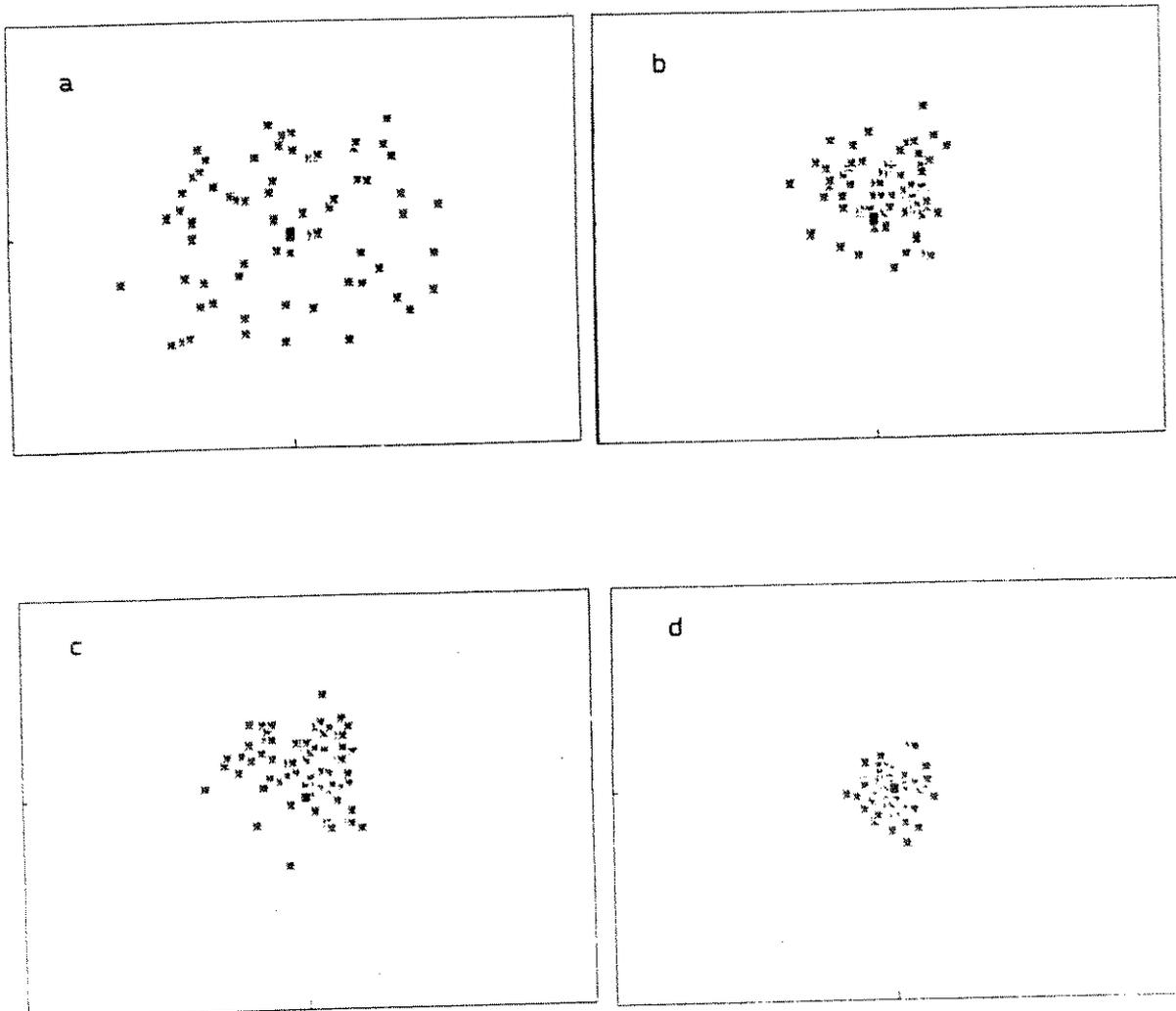
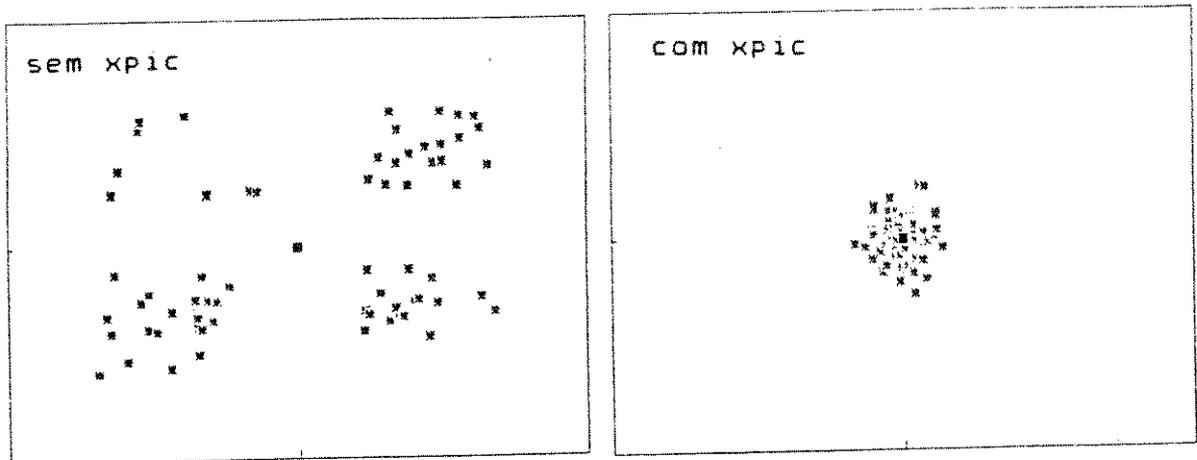
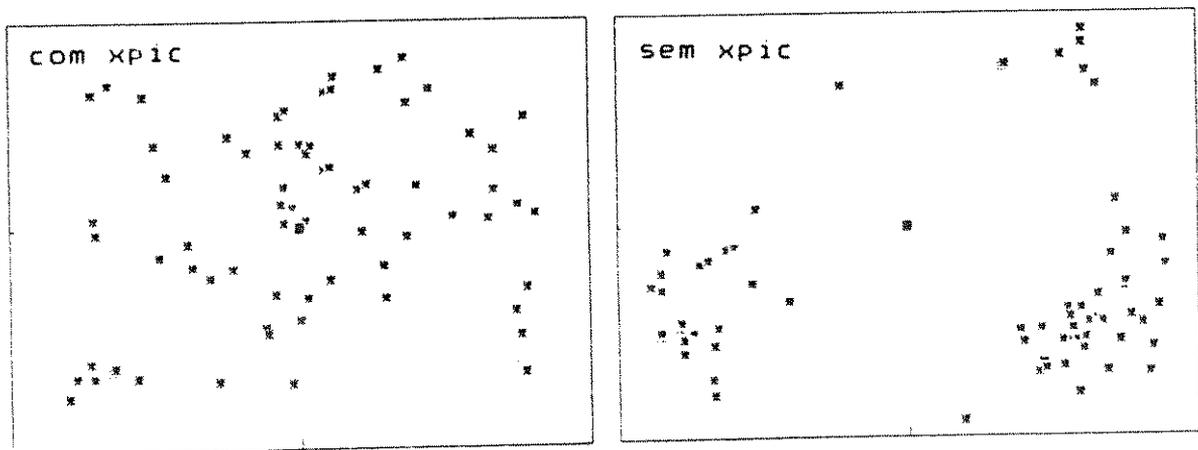


Figura V.9. Espalhamento em torno de um ponto da constelação: a)Estrutura 1; b)Estrutura 2 c)Estrutura 3; d)Estrutura 4.

Na figura V.10, comparamos o desempenho da quarta estrutura, que se mostrou a mais eficiente, com um receptor sem dispositivo cancelador. Os parâmetros são os mesmos do caso anterior e a comparação é feita para os dois tipos de modelo de canal cruzado: M.BORGNE e RUMMLER. Pode-se observar a importância do XPIC no desempenho do sistema, principalmente para o caso do modelo de RUMMLER.



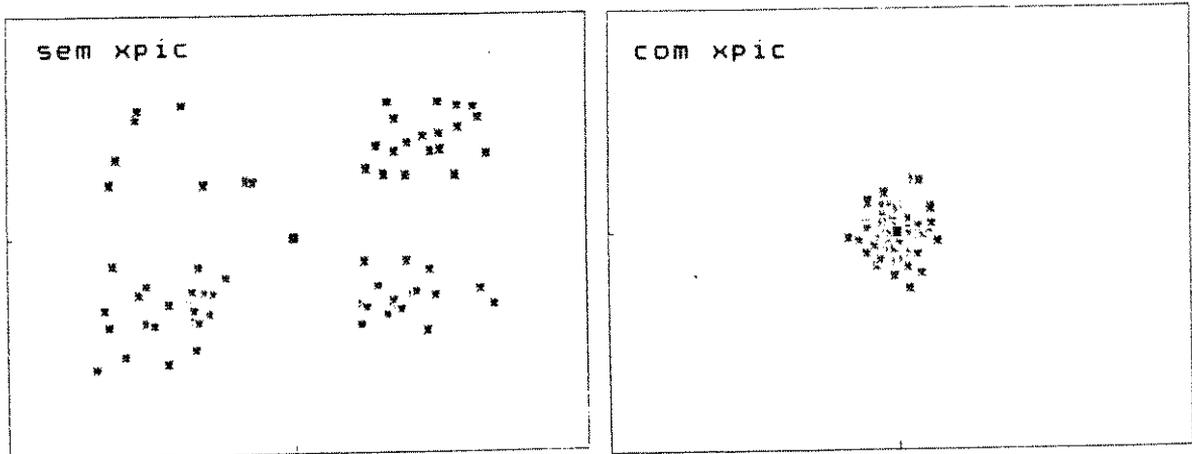
a) M. BORGNE



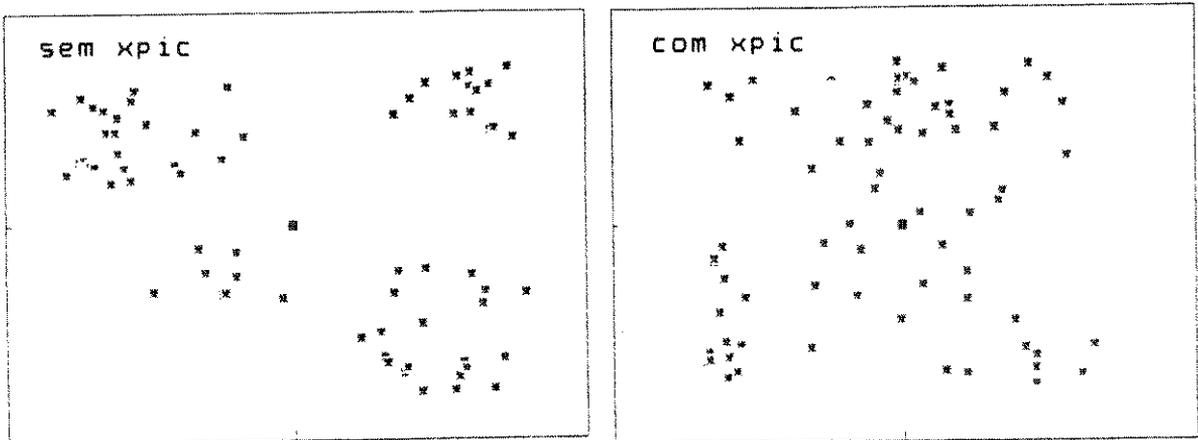
b) RUMMLER

Figura V.10. Espalhamento em torno de um ponto da constelação: para a estrutura 4, com $SNR=40dB$ e $XPD_{vH}=25dB$.

Na figura V.11, repetimos a mesma comparação mas levando em conta diferentes valores de XPD, o modelo considerado é o de M.BORGNE. Verificamos que mesmo para valores baixos de XPD, o papel do cancelador é ainda importante no desempenho do sistema. Foi novamente considerada, neste exemplo, a quarta estrutura.



a) $XPD_{VH} = 25dB$



b) $XPD_{VH} = 15dB$

Figura V.11. Espalhamento em torno de um ponto da constelação: para a estrutura 4 com $SNR=40dB$.

Finalmente, para ilustrar o comportamento dinâmico do XPIC adaptativo, traçamos na figura V.12 a evolução de alguns de seus coeficientes no tempo. Verifica-se que o sistema leva cerca de 2500 iterações para atingir a convergência e, após atingi-la, apresenta fortes oscilações em torno dos valores ótimos. Essas oscilações são provocadas pelo próprio erro de quantização no receptor, que é utilizado para adaptar os coeficientes. Para valores baixos de XPD, aumenta a probabilidade do símbolo decidido ser incorreto e o algoritmo descrito em (III-31) já não convergeria para os valores corretos.

Tem sido objeto de trabalhos recentes alguns algoritmos mais robustos em termos de convergência,

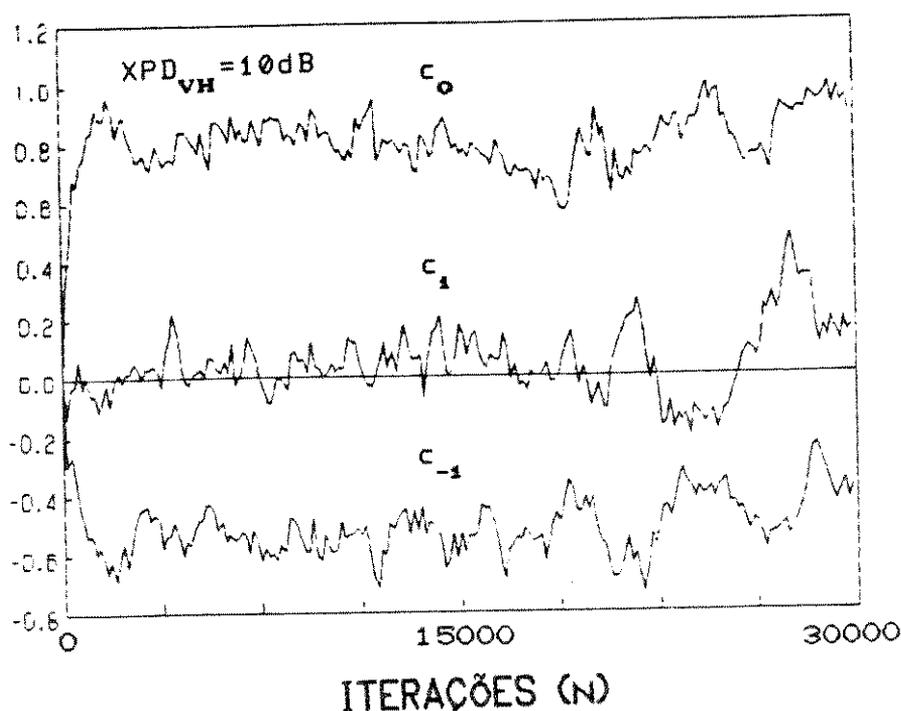


Figura V.12. Evolução dos coeficientes do XPIC, para um $XPD_{vH} = 10dB$.

propícios para os casos em que não se dispõe de um sinal de referência (deconvolução cega [28]). O uso destes algoritmos para cancelamento de interferência é um tema interessante que se pretende abordar em continuidade a esse trabalho. Tais algoritmos devem fornecer uma melhor estimação em condições mais adversas, possivelmente ao preço de uma maior complexidade computacional e de uma convergência mais lenta.

V.3.- CONCLUSÕES

Neste capítulo as diferentes estruturas apresentadas anteriormente foram comparadas através de simulações em computador.

A medida da taxa de erro foi o principal critério na avaliação do comportamento das estruturas frente ao fenômeno de interferência de polarização cruzada. Foram obtidas curvas para diferentes níveis de interferência e nota-se claramente que a primeira estrutura apresenta o pior desempenho, enquanto que a segunda e terceira são aproximadamente equivalentes.

A quarta estrutura é obtida a partir da terceira, utilizando-se realimentação tanto para o XPIC como para o equalizador. As simulações comprovaram o aumento de eficiência obtido com esta configuração.

O traçado dos pontos relativos aos sinais recebidos em torno de um ponto ideal da constelação ilustra de forma interessante o desempenho dos diversos casos. Enfim, apresentou-se também o comportamento dinâmico, com o algoritmo LMS, dos coeficientes do XPIC adaptativo.

CAPÍTULO VI



CONCLUSÃO

VI.1- CONCLUSÃO

A transmissão via rádio digital com reuso de frequência permite um melhor aproveitamento da faixa espectral mas apresenta, em contrapartida, o problema da interferência entre os canais ortogonais. Neste trabalho, abordamos as técnicas adaptativas de cancelamento desta interferência, enfatizando os aspectos relativos à estrutura do receptor.

Uma primeira contribuição consiste em apresentar de forma clara um modelo adequado para o problema. Neste sentido, mostramos no terceiro capítulo que, para reduzir ou minimizar a interferência, é preciso estimar ou identificar a função de transferência entre os canais ortogonais e, em consequência, estimar o sinal interferente. Assim é possível gerar um sinal que, subtraído do sinal contaminado, produza uma saída com baixo nível de interferência. O método de filtragem de Wiener é utilizado para solucionar este problema de identificação e o filtro ótimo obtido é o dispositivo cancelador, conhecido como XPIC.

Existem diversas referências na literatura que estudam a implementação e o desempenho do XPIC e que serviram de base para este trabalho. Nota-se, entretanto, que todos esses estudos foram feitos por especialistas em sistemas rádio digitais e sob esta óptica. É portanto interessante refazer uma análise mais detalhada, no contexto dos processamentos dos sinais envolvidos, visando uma melhor compreensão do problema no que se refere às estruturas de implementação e aos algoritmos adaptativos.

Um segundo aspecto desta tese, e de fato o mais importante, foi a análise comparativa das diversas estruturas de acoplamento entre XPIC e equalizador. Efetivamente, esses dois tópicos não podem ser considerados

separadamente em nosso sistema de transmissão, uma vez que os canais não são ideais.

Procuramos detalhar no quarto capítulo o funcionamento das diversas estruturas, destacando aquela em que se utiliza uma etapa realimentada para ambos os dispositivos. A análise comparativa baseou-se em simulações de Monte Carlo, onde se avaliou o desempenho em função de alguns parâmetros fundamentais, tais como nível de interferência, modelo do canal e ordem do filtro. Evidentemente a análise não pode ser exaustiva, dada a complexidade de um sistema rádio digital; espera-se entretanto que ela possa dar subsídios à implementação de um sistema prático.

Diversas perspectivas se abrem a partir deste trabalho que, praticamente, introduziu o problema e analisou as soluções mais simples em termos de processamento adaptativo. Pode-se citar, dentre os próximos pontos a serem investigados, a utilização de algoritmos mais robustos (algoritmos cegos) e a proposta de uma análise matemática mais rigorosa das estruturas realimentadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M Borgne, "Comparaison of 16, 32, 64 and 128 QAM modulation schemes for digital radio systems", in Proc. GLOBECOM, Conf. San Diego. CA, 1983, pp.1.7.1-1.7.5.
- [2] C.Bates and M.Skinner, "Impact of technology on high capacity digital radio systems", in Proc. Int. Conf. Commun., Boston. MA. 1983, pp.F2.3.1-F2.3.5.
- [3] K.T.Wu, "Measured statistics on multipath dispersion of cross-polarization interference", presented at the Int. Conf. Commun., Amsterdam, The Netherlands, may 1984.
- [4] M.Liniger, "More results on the transfer functions of cross-polarized and diversity protected RF channels", presented at ISAP-1985, paper 131-2.
- [5] Niger, "Evaluation des techniques d'egalisation appliquees aux faisceaux hertziens numeriques", CNET, NOTE TECHNIQUE, NT/LAB/MER/374, outubro 1989, Franca.
- [6] A.Leclert, B.Druais, L.Martin, P.Vandamme, "Propagation dans l'atmosphère. Influence sur les faisceaux hertziens numériques à grande capacité", L'écho des recherches-Num.117, 1984, Franca.
- [7] João Célio B.Brandão e Abraham Alcaim, "Principios de comunicacões digitais", CETUC-D-ST-02-85, Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro, fevereiro de 1985.
- [8] W.D.Rummler, R.P.Coutts, M.Liniger, "Multipath fading channel models for microwave digital radio", IEEE Communication Magazine-Vol.24-November 1986.
- [9] A.Curtis, Jr.Siller, "Multipath propagation", IEEE Communication Magazine-Vol.22-February 1984.
- [10] M.Sylvain, "Panorama des études sur les trajets multiples", Ann. Tel. 40-Num.11-12-1985, Franca.

- [11] L.Martin, "Etude de la sélectivité des évanouissements dus aux trajets multiples", Ann. Tel. 35-Num.11-12, 1980, França.
- [12] J.C.Bic, D.Duponteil, J.C.Imbeaux, "Eléments de communications numériques. Transmission sur fréquence porteuse", Dunod CNET-ENST-1986, França.
- [13] M.Borgne, "Comparison of high-level modulation schemes for high capacity digital radio systems". IEEE Trans. on Comm.-Vol. COM-33-Num.5, May 1985.
- [14] T.Noguchi, Y.Daido, J.A.Nossek, "Modulation techniques for microwavw digital radio", IEEE Communication Magazine-Vol.24-Num.10, october 1986.
- [15] Simon S.Hykin, "Communication systems", John Wiley & Sons, USA, 1983.
- [16] R.W.Lucky, J.Salz, E.J.Weldon, "Principles of data communication", McGraw Hill, New York, 1986.
- [17] Mischa Schwartz, "Transmisión de información, modulación y ruido", McGraw Hill, USA, 1983.
- [18] John G.Proakis, "Digital communications", McGraw Hill, USA, 1987.
- [19] João C.Moura Mota, "Modelo em computador para análise do desempenho de enlaces terrestres de microondas, sob condições de céu claro", Tese de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Setembro, Rio de Janeiro-1984.
- [20] J.Lavergnat, M.Sylvain, "Analyse théorique d'un canal de propagation en présence de trajets multiples", Ann. Tel. 40-Num.11-12, 1985, França.
- [21] W.D.Rummler, "A new selective fading model: application to propagation data", BSTJ-Vol.58, Num.5, May-Jyne, 1979.

- [22] M. Borgne, "Comparison de structures de recepteurs pour un canal de transmission avec reutilisation de frequence", CNET, NOTE TECHNIQUE-LANNION-AN/313, janvier 1988, Franca.
- [23] H. Sari and A. Fihel, "Joint intersymbol interference and cross-pol interference cancellation for dually-polarized radio systems", Proc. ICC-1988, pp. 41.2.1-41.2.6.
- [24] S. Haykin, "Adaptive filter theory", Prentice-Hall, N. Jersey, 1986.
- [25] Goodwin G.C. and K.S. Sin, "Adaptive filtering, prediction and control", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. Jersey, 1984.
- [26] S. Benedetto, E. Biglieri and V. Castellani, "Digital transmission theory", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. Jersey, 1987.
- [27] S.H. Lin, "Impact of microwave depolarization during multipath fading on digital radio performance", Bell Syst. Tech. J., Vol. 56, pp. 645-674, may 1977.
- [28] João C. Moura Mota, João M. Travassos Romano e Rui Fragassi Souza, "Deconvolução autodidata em sistemas de transmissão de dados", Relatório da TELEBRÁS, RT-179, FEE/DECOM-022, novembro, 1989.
- [29] Igor R. Arriagada B., João M. Travassos R. e João C. Moura Mota, "On the adaptive filtering for cross-polarization interference canceler", SBT/IEEE Internacional Telecommunications Symposium, Rio de Janeiro, Brasil, 1990.
- [30] I.R. Arriagada Bahamonde e J.M. Travassos Romano, "Estruturas para cancelamento de interferência de polarização cruzada para um sistema 64-QAM", 9º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, São Paulo-Brasil, setembro, 1991.