

TRANSMISSÃO DIGITAL VIA RÁDIO - UMA COMPARAÇÃO ENTRE
DIVERSIDADE E CÓDIGOS

MARCELO AGRA RAMOS

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DO CENTRO
DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DA
PARAÍBA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

ORIENTADOR: IVAN ROCHA NETO

CAMPINA GRANDE
ESTADO DA PARAÍBA - BRASIL
AGOSTO 1978



R175t

Ramos, Marcelo Agra.

Transmissão digital via rádio : uma comparação entre diversidade e códigos / Marcelo Agra Ramos. - Campina Grande, 1978.

64 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1978.

"Orientação : Prof. Dr. Ivan Rocha Neto".

Referências.

1. Radiocomunicação. 2. Radiocomunicação - Sistemas de Transmissão. 3. Transmissão Digital. 4. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Rocha Neto, Ivan. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.396(043)

Em memória de
Heróthides Ramos da Silva, meu pai
e
Selma Agra Villarim, minha irmã

Para minha mãe
Esmeraldina Agra Ramos

A G R A D E C I M E N T O S

Ao Dr. Ivan Rocha Neto pela orientação e estímulo dados durante todo transcorrer desta pesquisa

Ao Dr. Telmo Silva de Araújo por ter colocado o Autor em disponibilidade para fazer este trabalho

Aos colegas do Grupo de Comunicações do DEE-CCT por estes anos de profícuo convívio intelectual e humano

R E S U M O

Ultimamente considerável interesse de pesquisa e desenvolvimento tem sido demonstrado com relação a transmissão de dados via rádio. Neste trabalho, uma abordagem teórica é apresentada de modo a posicionar a problemática envolvida e delinear um perfil do estado da arte. Finalmente são apresentadas comparações de desempenho das técnicas de diversidade e códigos como meios de combater os efeitos do ruído gaussiano e desvanecimentos na transmissão de sinais digitais via rádio.

ABSTRACT

Lately, considerable interest of research and development has been demonstrated with respect to data transmission over radio links. A theoretical approach is used to frame the problems involved and to present the state of the art. Finally, comparisons between coding and diversity techniques are discussed as far as the reduction of the effects of gaussian noise and fading to data transmission over radio are concerned.

I N D I C E

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

1.1 - Transmissão Digital Acima de 10 GHz.....	2
1.2 - Transmissão Digital Abaixo de 10 GHz.....	5
1.2.1 - Desvanecimentos Lentos e Não-Seletivos.....	5
1.2.2 - Desvanecimentos Rápidos e Seletivos.....	6
1.3 - Transmissão Híbrida: Analógica-Digital.....	6
1.4 - Aproveitamento dos Sistemas de Micro-Ondas Existentes para Transmitir Apenas Dados.....	10
1.5 - Objetivos	10

CAPÍTULO II - DESVANECIMENTOS

2.1 - Propagação por Reflexões na Ionosfera	15
2.2 - Tropodifusão	19
2.3 - Propagação em Linha-de-Visão	20
2.4 - Desvanecimentos Seletivos	25
2.5 - Estatística dos Desvanecimentos.....	28

CAPÍTULO III - DIVERSIDADE E CÓDIGOS

3.1 - Diversidade	32
3.1.1 - Técnicas de Combinação	35
3.1.2 - Estatística dos Processos de Combinação.....	36
3.1.3 - Comparação dos Processos de Combinação.....	40
3.2 - Códigos	43

CAPÍTULO IV - DESEMPENHO DE SISTEMAS DE MODULAÇÃO DIGITAL EM ENLACES DE RÁDIO

4.1 - Detecção de Sinais Digitais com Diversidade	49
4.2 - Comparação: Diversidade e Códigos	55

APÊNDICES

Apêndice A - Programa em Linguagem BASIC para calcular as Probabilidades de uma Distribuição Binomial Cumulativa	59
Apêndice B - Códigos de BCH Gerados por Elementos Primitivos de Ordem menor que 2^{10}	61
Apêndice C - Programa em Linguagem BASIC para Determinar número de Dígitos de Redundância em um Código de Comprimento n	62
Apêndice D - Resultados do Programa do Apêndice A para Códigos de Comprimento de Forma $2^x - 1$	63
BIBLIOGRAFIA	65

CAPÍTULO I INTRODUÇÃO

Na ampla literatura sobre transmissão digital em sistemas de rádio existe uma pluralidade de abordagens que tratam o problema a partir de diferentes modelos, adequados a diferentes circunstâncias. Desta maneira, torna-se conveniente em uma discussão preliminar, traçar um perfil de cada modelo a fim de delimitar os contornos do estudo específico explorado neste trabalho. Apresenta-se também um sumário das pesquisas que vêm sendo realizadas no setor.

Um primeiro critério para classificar as diferentes abordagens é sugerido pela maneira que o meio de transmissão afeta o sinal. Abaixo de 10 GHz, um sinal transmitido via rádio está sujeito a desvanecimentos (variações aleatórias na amplitude e fase do sinal) devido a multiplicidade de caminhos que as ondas eletromagnéticas percorrem entre o transmissor e o receptor. Acima de 10 GHz, este tipo de desvanecimento não tem influência significativa, sendo que a condicionante imposta pelo meio é a atenuação e a mudança no plano de polarização que as partículas

d'água em suspensão na atmosfera provocam na onda eletromagnética. O interesse pela transmissão acima de 10 GHz, deve-se ao fato de que nestas frequências dispõe-se de um espectro mais largo (ver Cap. II), que possibilita atender a crescente demanda de comunicações que vem se verificando.

1.1 - Transmissão Digital Acima de 10 GHz

Acima de 10 GHz, tanto a atenuação do espaço livre (inversamente proporcional ao comprimento de onda), como a atenuação provocada pelas partículas d'água em suspensão na troposfera, tornam-se suficientemente elevadas a ponto de forçar a redução do espaçamento entre as repetidoras necessárias para combater os efeitos das referidas perdas.

A redução no espaçamento das repetidoras, elimina praticamente a possibilidade de ocorrência de desvanecimentos devido a multiplicidade de caminhos, entretanto, torna o sistema inviável para transmissão analógica, desde que a qualidade do mesmo é aferida pela relação sinal-ruído, que, nestas circunstâncias, assume valores baixos devido ao acúmulo de ruídos no grande número de repetidoras.

Para melhor aproveitamento do espectro de frequências disponível em rádio, recorre-se ao desacoplamento de polarização, isto é, a acentuada atenuação que existe entre sinais transmitidos em polarização horizontal e vertical (Fig. 1.1), para transmitir diferentes informações nas duas polarizações.

As partículas d'água em suspensão provocam mudanças no plano de polarização das ondas eletromagnéticas. A intensidade desse efeito depende fundamentalmente da geometria e da orientação no espaço das partículas d'água, e é quantificada pelo parâmetro "discriminação de polarização" - XPD da Eq. 1.1.

$$\text{XPD} = \frac{\text{Potência recebida em pol. vertical}}{\text{Potência transmitida em pol. horizontal}} \quad (1.1)$$

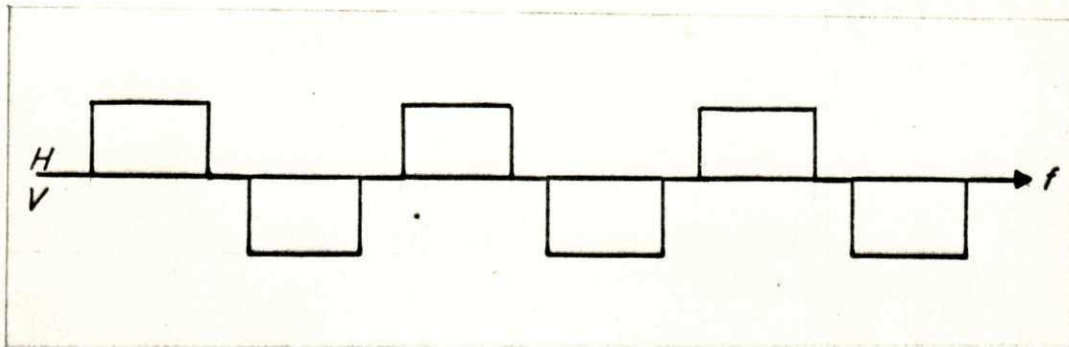


Fig. 1.1 - Transmissão de diferentes informações em polarização vertical e horizontal.

Valores da XPD obtidos por Saunders {1971} são mostrados na Fig. 1.2 em função da frequência e da taxa de precipitação. Dai verifica-se que a XPD diminui com o aumento da frequência.

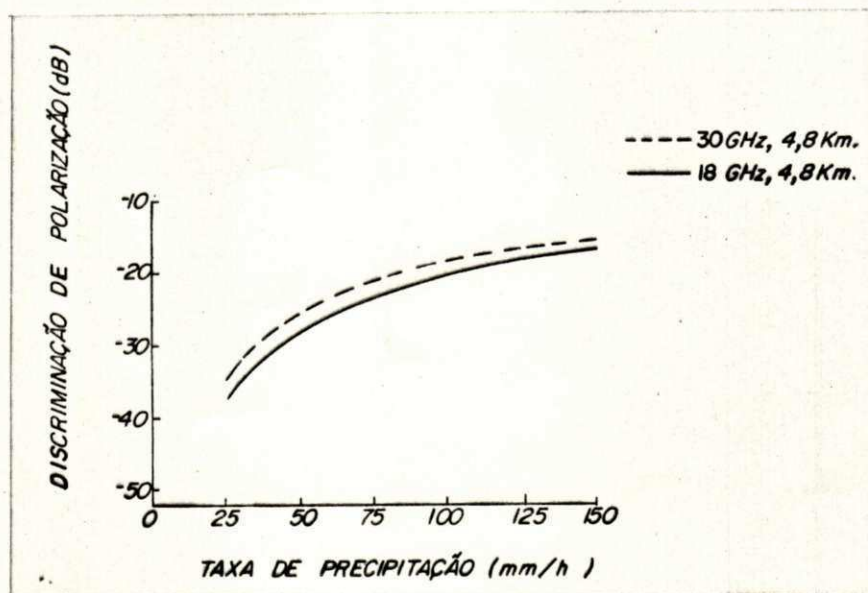


Fig. 1.2 - Discriminação de polarização em 18 e 30 GHz {Saunders 1971}.

A redução da XPD com a frequência, intensifica a interferência mútua entre as informações que estão nas duas polarizações, aumentando, conseqüentemente, o ruído. Juntamente com esta condicionante imposta pelo meio, deve-se considerar outras que decorrem dos demais componentes do sistema:

- 1) interferência de canais adjacentes (semi-plano na Fig. 1.1) que deve-se a resposta não ideal dos filtros;
- 2) interferência inter-simbólica provocada pelo atraso na passagem por filtros;
- 3) Em um sistema multi-repetidoras - Fig. 1.3, em que as frequências de transmissão e recepção são alternadas, deve-se considerar a interferência entre portadoras de RF dos lances anteriores (caminho 1 na Fig. 1.3), bem como o retorno de sinal devido ao desacoplamento finito na relação frente-costa das antenas (caminho 2 na Fig. 1.3).

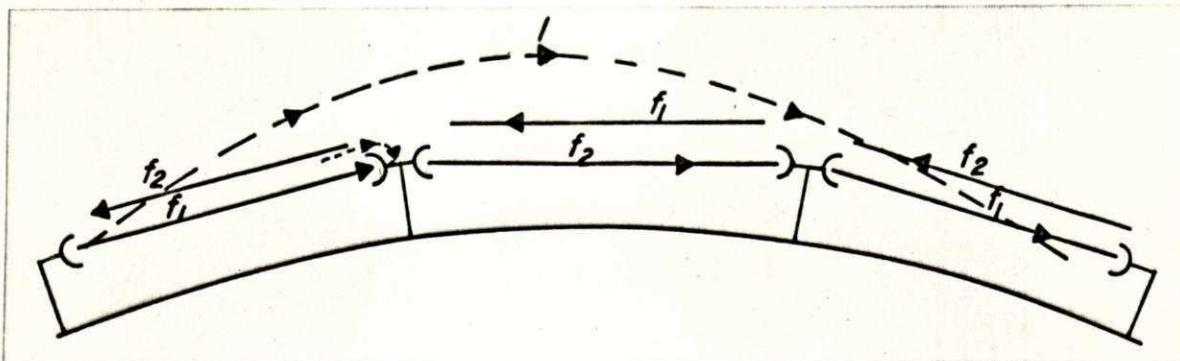


Fig. 1.3 - Interferências em um sistema multi-repetidoras.

Finalmente, para tornar o modelo o mais realista possível, deve-se adicionar ao sinal, ruído branco acumulado nos sucessivos estágios do sistema de recepção (antenas, amplificadores e misturadores). Estes modelos vêm sendo explorados desde 1973 e para um tratamento teórico, sugere-se consultar {Fang e Shimbo, 1973} e {Benedetto, Biglieri e Castellani, 1973}. Para resultados apenas {Colavito e Sant'Agostino, 1973}.

1.2 - Transmissão Digital Abaixo de 10 GHz

Nestes sistemas, a atenuação e a rotação no plano de polarização da onda provocadas pelas partículas d'água em suspensão são negligenciáveis [Kwan, 1973]. Nesta faixa de frequências, o fator limitante é o desvanecimento devido a multiplicidade de caminhos. Os efeitos dos desvanecimentos dependem da rapidez das mudanças que provocam ao longo da faixa modulada. Desta forma, os desvanecimentos podem ser classificados em lentos ou seletivos.

1.2.1 - Desvanecimentos Lentos e Não-Seletivos

Os desvanecimentos são considerados lentos quando os atrasos entre os raios que atingem a antena receptora é muito menor que o inverso da maior frequência transmitida. A análise de transmissão digital na presença de desvanecimentos desta natureza será feita no Capítulo IV.

Juntamente com o desvanecimento, deve-se investigar as implicações do sistema de recepção. Existem dois casos a considerar:

- 1) a característica do demodulador é linear, isto é, quando a relação entre o sinal da banda básica-ruído - S/R_1 é linear com a relação portadora-ruído - P/R_2 , como é o caso de AM (SSB ou DSB) ou FM na região linear ($P > 10 R$);
- 2) a relação entre S/R_1 e P/R_2 é não linear, como é o caso de FM abaixo do limiar de recepção ($P < 10 R$).

No primeiro caso, o demodulador não afeta a estatística do sinal e do ruído, de modo que componentes de translações de frequência não precisam ser incluídos no modelo do sistema de recepção. Desta maneira, o sistema de recepção resume-se na detecção coerente ou incoerente com filtro casado e com processo ótimo de combinação com diversidade.

No segundo caso, por contrariar os fatos citados, deve-se considerar a natureza do demodulador. Em FM, a incursão de sinais fora da região linear é provocada por desvanecimentos profundos. Os modelos que tratam de transmissão digital nessa região, carac-

terizam a mesma de duas maneiras: 1) uma relação quadrática entre P/R_2 e S/R_1 2) uma queda abrupta na P/R_2 {Panter 1972}.

1.2.2 - Desvanecimentos Rápidos e Seletivos

Esta situação é de interesse em sistema de tropodifusão que utilizam técnicas de modulação em frequência e são sujeitas a desvanecimentos profundos devido a grande separação entre receptores e transmissores (da ordem de 400 Km), que provoca atrasos consideráveis entre os diversos raios que atingem a antena receptora. Nesta situação, o desvanecimento é seletivo, isto é, afeta substancialmente o espectro da banda básica (esta é a razão por que a faixa de frequências transmitida por tropodifusão é pequena - não é possível transmissão de TV e para voz transmite-se geralmente 24 canais).

Atrasos em sistema FM provocam uma modulação em amplitude na portadora (que pode ser suprimida com limitadores) e o aparecimento de ruído de intermodulação, devido as fases espúrias introduzidas (sem frequências correspondentes na banda básica), que juntamente com o sinal, são diferenciadas no demodulador, introduzindo ruídos {Panter 1972, Cap. 7 e 8}, {Silva 1977}.

A principal causa de aparecimento de erros em transmissão via rádio com desvanecimentos seletivos é o ruído de intermodulação citado {Bello e Nelin 1975}.

Outros componentes do sistema que provocam atrasos e consequentemente intermodulação, são a resposta de fase não linear dos filtros e descasamentos de impedância. Em sistemas de micro-ondas, a modulação em amplitude introduzida na portadora devido aos atrasos, são convertidas em ruído de intermodulação através de um processo conhecido como "conversão AM/PM", que ocorre devido a característica de transferência do TWT {Panter 1972}, {Silva, 1977}.

1.3 - Transmissão Híbrida: Analógica - Digital

Enquanto que a transmissão puramente digital em sistemas acima de 10 GHz é um assunto ainda em pesquisa e cuja implementação

depende fortemente de fatores econômicos {Kwan, 1973}, os sistemas de micro-ondas estabelecidos que transmitem voz e TV e que cobrem grande parte das redes de telecomunicações nacionais, podem também ser utilizados para atender a crescente demanda de dados.

A coexistência de sinais analógicos e digitais em sistemas de micro-ondas pode ser de duas formas: faixa estreita para baixas e faixa larga para altas velocidades de transmissão de dados.

Em faixa estreita, para velocidades de 1.200 e 2.400 bits/seg., a faixa de frequências de um canal telefônico normal (300-3.400 Hz) da banda básica pode ser remanejada para transmitir dados.

Para 4.800, 7.200 e 9.600 bits/seg, a faixa de um canal normal é insuficiente, de forma que utiliza-se a faixa de um canal programa - banda de 15 KHz para transmitir música e programas de rádio-difusão com alta-fidelidade. Para faixa larga a velocidades de 48.000 bits/seg, faz-se necessária a banda de frequências de todo um grupo básico (60 - 108 KHz) {Hines, 1977}.

O fator que limita a velocidade de transmissão tanto em faixa estreita como em faixa larga, é o ruído térmico ao longo da faixa e o ruído de intermodulação mútuo entre a faixa de dados e a analógica.

Para transmissão faixa estreita é bastante adequado o modelo de cálculo da probabilidade de erro supondo a adição de ruído branco guassiano devido a soma do ruído térmico (gerado nos amplificadores de FI misturadores e antenas) e do ruído de intermodulação (saturação dos amplificadores, resposta de fase não-linear dos filtros), que em uma faixa até 10 KHz, tem espectro densidade de potência constante (Fig. 1.4).

Nessas circunstâncias a teoria já desenvolvida para detecção digital com ruído branco pode ser empregada para determinação da probabilidade de erro.

Quando a transmissão é faixa larga, os dados podem ser alocados acima ou abaixo da faixa analógica, conforme mostram as Figs 1.5 e 1.6. No segundo caso, faz-se necessário o deslocamento do canal programa.

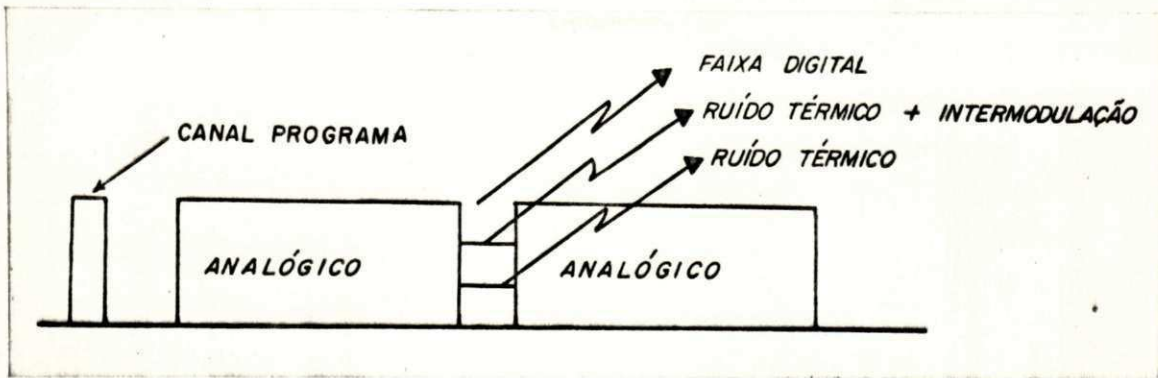


Fig. 1.4 - Transmissão analógica - digital em faixa estreita.

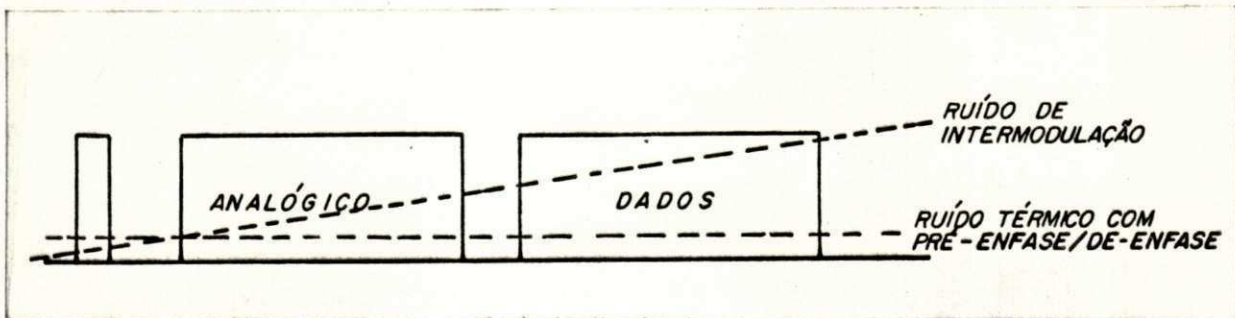


Fig. 1.5 - Transmissão analógica-digital em faixa larga com dados acima da voz.

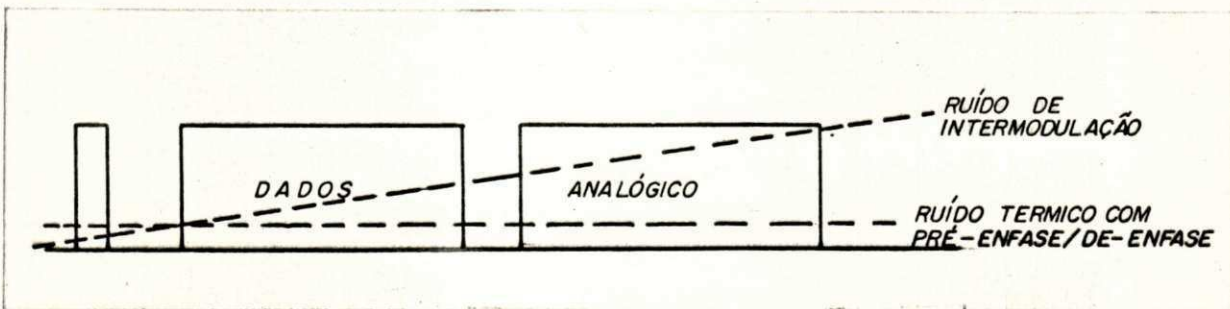


Fig. 1.6 - Transmissão analógica-digital em faixa larga com dados abaixo da voz.

Com os dados abaixo da voz, ainda prevalece, com boa aproximação a hipótese do ruído de interferência ser branco, pelas seguintes razões:

- 1) o ruído térmico após a demodulação FM (em sistemas de micro-ondas onde a transmissão híbrida é utilizada) tem espectro densidade de potência que aumenta ao longo da banda básica demodulada. Este fato pode ser inferido da Eq. 1.2 {Panter 1972} {Silva 1977}, que relaciona as relações sinal ruído na saída e entrada do demodulador:

$$\frac{S}{R_1} = \frac{P}{R_2} m_f^2 \frac{B}{b} \quad (1.2)$$

- Onde: S/R_1 - relação sinal de teste (0 dbm 0)-ruído
 P - potência do sinal na entrada do demodulador
 R_2 - potência do ruído na entrada do demodulador
 B - largura de faixa na entrada do demodulador
 b - largura de faixa de um canal de voz
 m_f - F/f índice de modulação
 F - desvio de frequência para um sinal de potência de pico igual a carga do sinal multiplexado
 f - frequência média de qualquer canal ao longo da banda básica.

De (1.2) infere-se que nas partes mais altas do espectro da banda básica (f maior) o índice de modulação é menor, e, conseqüentemente a S/R_1 . Para uniformizar a S/R_1 ao longo de toda banda básica empregam-se as técnicas de pre-enfãse e de-enfãse que consistem em aumentar o índice de modulação nas partes baixas da banda básica e reduzir nas altas. Com estas técnicas R , fica constante ao longo da banda básica, podendo, portanto, ser considerado branco.

- 2) o ruído de intermodulação é mais intenso nos canais mais altos da banda básica, devido ao acúmulo de harmônicas dos canais inferiores. Entretanto, nos canais mais baixos (onde os dados estão alocados), o acúmulo de harmônicas é pequeno, de modo que o ruído de intermodulação pode, com boa aproximação, ser considerado constante {Feher 1974}.

Tendo em vista o argumento dois anterior, a transmissão de dados acima da voz, a hipótese de ruído branco não é mais válida, de maneira que um procedimento mais realista é supor que o ruído de interferência é não-gaussiano, o que complica um pouco mais o cálculo da probabilidade de erro.

1.4 - Aproveitamento dos Sistemas de Micro-Ondas Existentes para Transmitir Apenas Dados

Medidas realizadas por Chakraborty e Golding {1975} para avaliar o desempenho de um sistema de micro-ondas em 6 GHz com pequenas adaptações (apenas a mudança da faixa de passagem dos amplificadores de FI de 30 para 36 MHz) para transmitir PSK com oito fases à taxa de 108 Mbits/seg, apontaram o ruído de intermodulação gerado no TWT - conversão AM/PM - como fator preponderante na probabilidade de erro. As Figs. 1.7, 1.8, 1.9 e 1.10, mostram os resultados destas medidas - probabilidade de erro x relação portadora-ruído com a potência do TWT como parâmetro.

1.5 - Objetivos

Um problema que tem recebido pouca atenção na literatura existente sobre transmissão digital via rádio, é o da utilização de códigos como uma forma opcional a de diversidade para combater os efeitos dos desvanecimentos. Uma análise sumária sobre o assunto é feita por Sunde {1969}. Este Autor, no entanto, não apresenta curvas da probabilidade de erro x relação sinal-ruído, limitando-se a comparação para valores discretos da S/R com códigos de eficiência baixa.

Independentemente deste Autor, Treciokas publicou em mar/78 um

trabalho sobre o problema em questão para a transmissão à velocidade de 75 bauds em sistemas de HF.

Neste trabalho, estende-se um pouco mais a análise, no momento em que não restringe a transmissão a velocidades determinadas. Supõe-se que a velocidade de transmissão é tal que os desvanecimentos possam ser considerados lentos. Esta hipótese é relativamente geral e aplica-se tanto a sistemas de HF, tropodifusão e linha-de-visão até velocidades de $3,3 \cdot 10^4$ e $2,5 \cdot 10^8$ bauds respectivamente (ver seção 2, Cap. II).

Considera-se que as fontes de degradação do sinal são o ruído gaussiano e o desvanecimento - condições razoáveis para transmissão à baixas velocidades. Saliante-se que o fato do desvanecimento ser considerado lento até $2,5 \cdot 10^5$ bauds em sistemas de linha-de-visão, relativamente ao problema de interferência inter-simbólica, implica apenas que o meio de transmissão não introduz este tipo de distorção, entretanto, não garante que necessariamente o mesmo aconteça nos filtros. A análise do problema mais geral (com diversas fontes de degradação) no contexto deste trabalho, fica como sugestão para futuras pesquisas.

No Capítulo II, revisa-se as principais características das maneiras mais usuais de propagação: HF, tropodifusão e micro-ondas em linha-de-visão. Após situar o fenomeno da multiplicidade de caminhos como a causa básica da seletividade dos desvanecimentos, verifica-se sob quais condições os mesmos podem ser considerados lentos e não-seletivos.

Tratando as técnicas de diversidade e códigos como maneiras diferentes de atingir o mesmo fim, ou seja, de aumentar a redundância da informação, a fim de intensificar a confiabilidade da transmissão, no Cap. III é traçado um perfil das diferentes Técnicas de combinar sinais em diversidade e é discutido o problema da codificação de linha em conexão com o Segundo Teorema de Shannon.

No Capítulo IV compara-se o desempenho das técnicas de diversidade e códigos como meios de reduzir a probabilidade de erro em meios de transmissão sujeitos a desvanecimentos lentos multipli

cativos e o ruído branco gaussiano aditivo. A comparação é feita com códigos de Bose-Chaudhuri-Hocquenghen - BCH até comprimento 511. A comparação fundamenta-se em quatro critérios: custo da banda de frequências, relação sinal-ruído constante, probabilidade de erro constante e o "Net Data Throughput" - NDT.

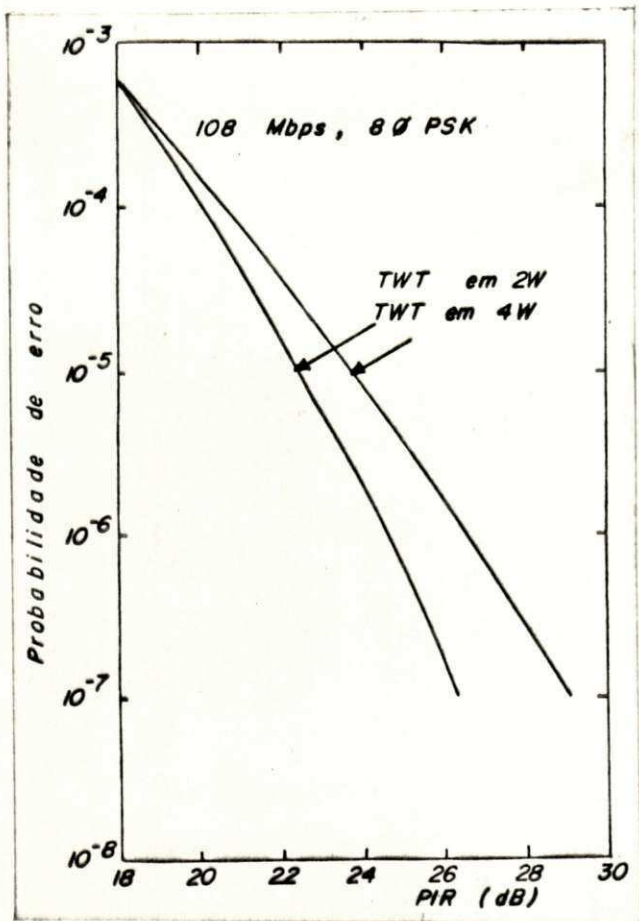
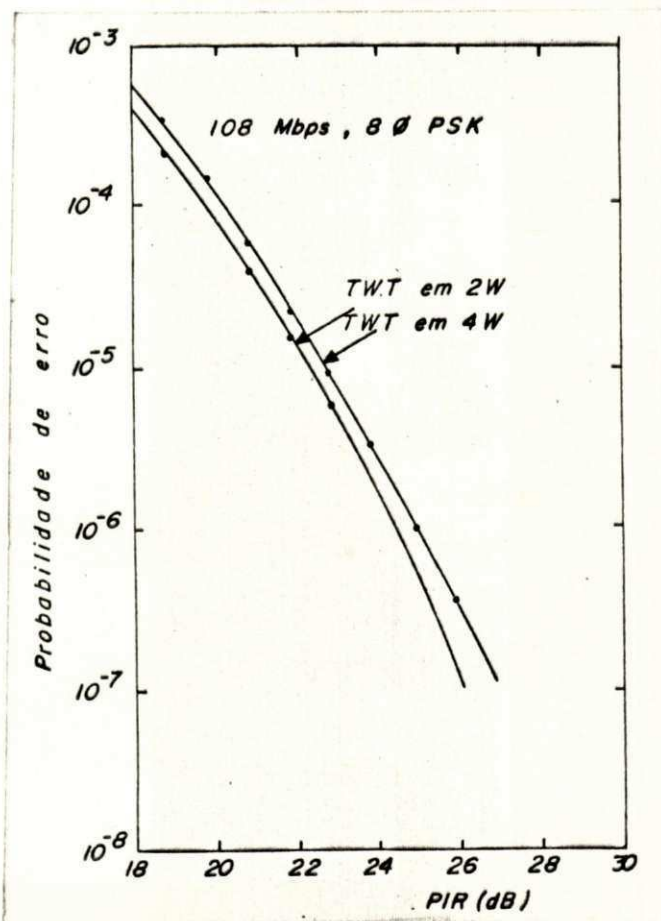


Fig. 1.8 - Transmissão digital em sistemas de micro-ondas em visibilidade - desempenho de dois enlaces em série {Chakraborty e Golding, 1975}.

Fig. 1.7 - Transmissão digital em sistemas de micro-ondas em visibilidade - desempenho de um enlace {Chakraborty e Golding, 1975}



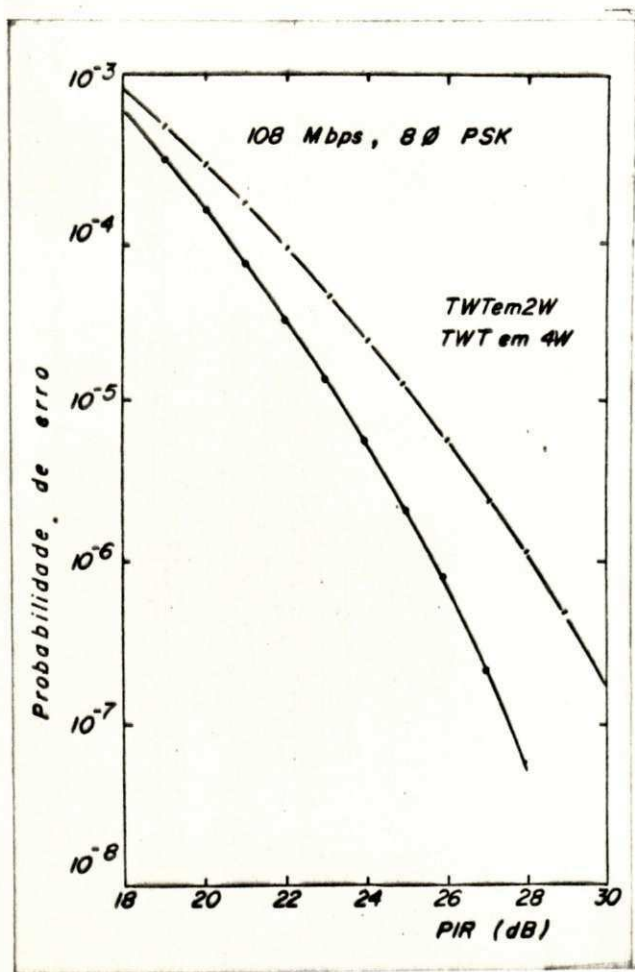
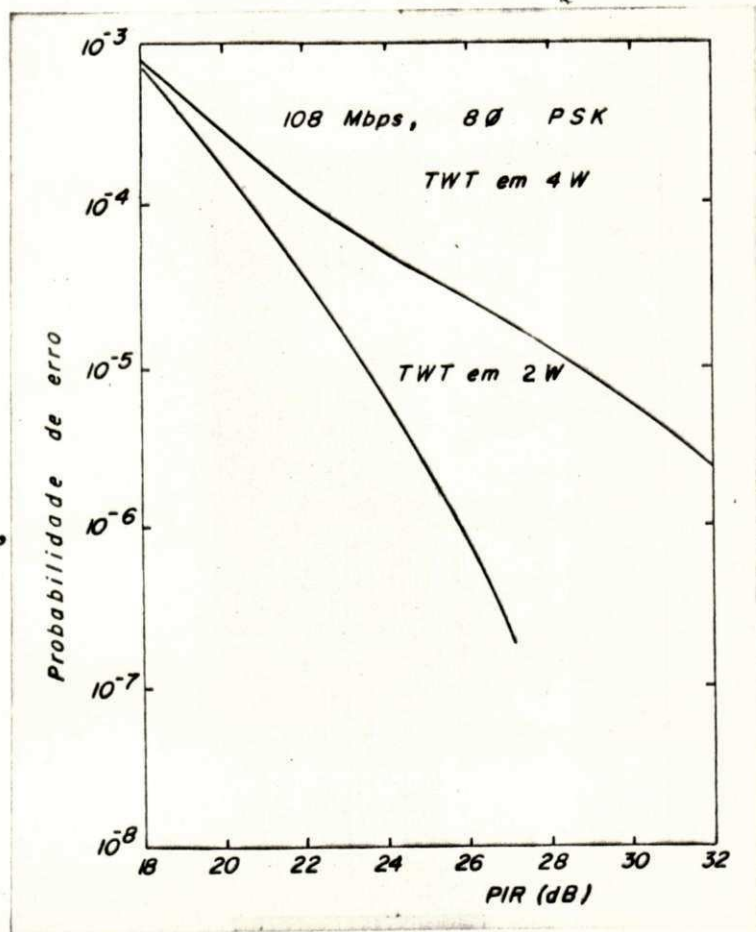


Fig. 1.9 - Transmissão digital em sistemas de micro-ondas em visibilidade - desempenho de três enlaces em série {Chakraborty e Golding, 1975}.

Fig. 1.10 - Transmissão digital em sistemas de micro-ondas em visibilidade - desempenho de quatro enlaces em série {Chakraborty e Golding, 1975}.



CAPÍTULO II DESVANECIMENTOS

Desvanecimentos são variações aleatórias que ocorrem na amplitude e fase de um sinal quando transmitido via rádio. Independentemente da maneira pela qual o sinal está se propagando - pela ionosfera, tropodifusão ou linha-de-visão - a causa básica dos desvanecimentos rápidos é a interferência entre raios que atingem a antena receptora por diferentes caminhos. Esta multiplicidade de caminhos faz com que os raios cheguem com diferentes fases, fazendo com que a soma seja ora construtiva, ora destrutiva.

2.1 - Propagação por Reflexões na Ionosfera

A ionosfera é a parte da atmosfera superior formada por partículas ionizadas por radiações x e ultra-violeta do sol. De acordo com a concentração de ions, a ionosfera se divide em cinco camadas: D, E, F_1 , F_2 , e F.

Ocorrem dois fenomenos quando uma onda de rádio está se propagando na ionosfera:

- os elétrons são colocados em movimento. A energia despendida para fazer este trabalho, resulta em perdas inversamente proporcionais ao quadrado da frequência.
- o modelo que analisa a propagação pela ionosfera, considera que a mesma é composta de finas camadas de elétrons onde cada camada tem índice de refração dado por:

$$n = \left[1 - \frac{81 N}{f^2} \right]^{1/2} \quad (2.1)$$

onde N é a densidade de elétrons/ m^3 e f é a frequência. A variação de n com a altura faz com que o raio seja sucessivamente refratado, de maneira que o efeito global é esboçado na Fig. 2.1.

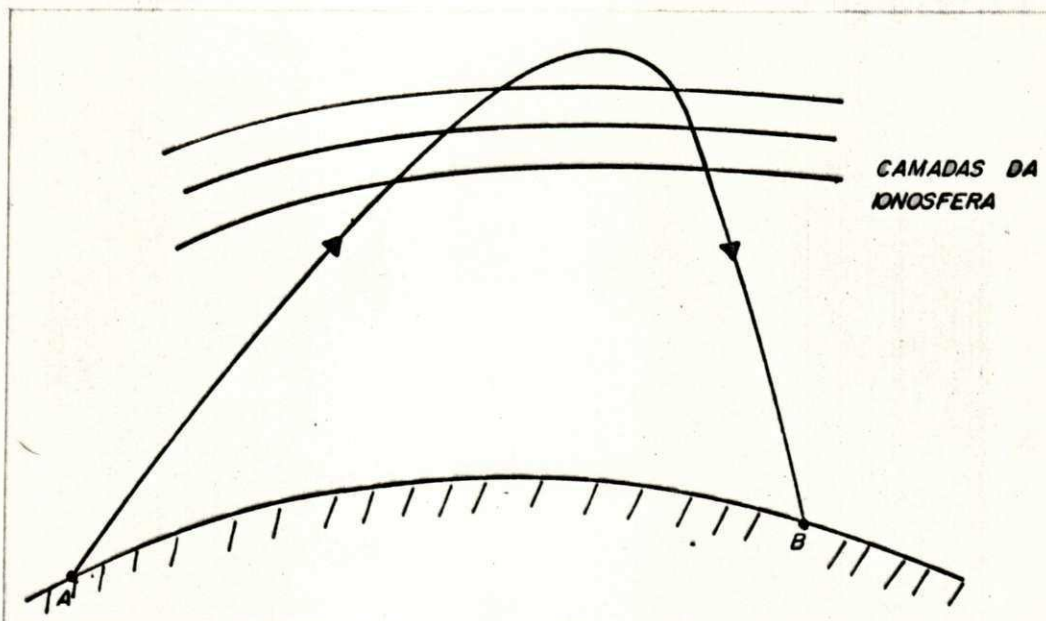


Fig. 2.1 - Propagação por reflexões na Ionosfera.

A refração nas sucessivas camadas obedece as Leis de Snell da ótica geométrica.

$$n_0 \text{sen} \theta_0 = n_1 \text{sen} \theta_1 \quad (2.2)$$

onde $n_0 = 1$ e θ_0 e θ_1 são definidos na Fig. 2.2.

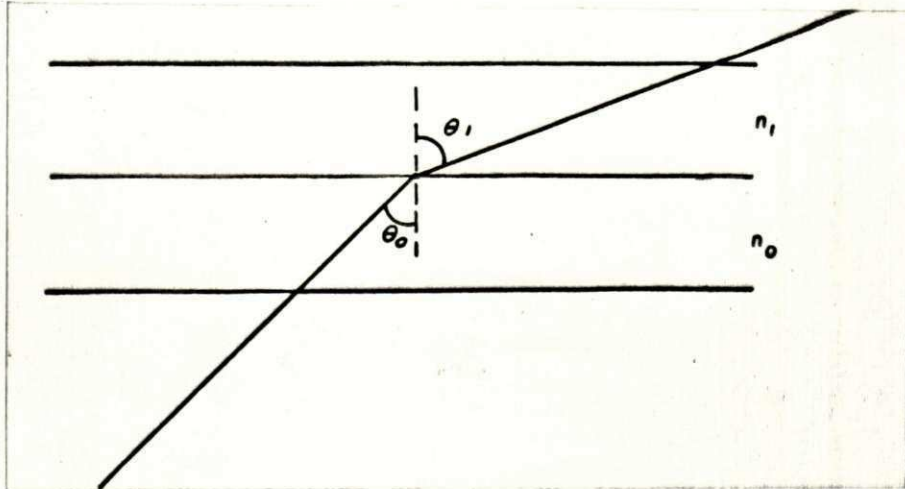


Fig. 2.2 - Refração na ionosfera

Para que haja retorno para terra: $\theta_1 = 90^\circ$. Substituindo este valor na Eq. 2.2 e lembrando que $n_0 = 1$,

$$\text{sen}\theta_0 = n_1 \quad (2.3)$$

Substituindo (2.1) em (2.3)

$$\text{sen}\theta_0 = 1 - \frac{81 N}{f^2} \quad (2.4)$$

resolvendo

$$f = 9\sqrt{N} \text{sen}\theta_0 \quad (2.5)$$

Este valor de f é chamado máxima frequência utilizável - MUF. Para frequências superiores a MUF, a ionosfera é "transparente", ou seja, os raios passam direto para o espaço.

Como citado anteriormente, a absorção é inversamente proporcional ao quadrado da frequência ($1/f^2$), desta maneira, quanto menor f , maior a atenuação. Por conseguinte, haverá uma frequência para qual a relação sinal ruído torna-se suficientemente pequena a ponto de tornar imprestável a comunicação. Este valor de f é chamado mínima frequência utilizável - LUF. Tanto a MUF quanto a LUF variam de acordo com a hora do dia, durante o mês e durante o ano. Um gráfico típico para variações durante o dia é mostrado

na Fig. 2.3. Para se ter maior confiabilidade na transmissão, costuma-se operar 15% abaixo do valor da MUF e do mesmo valor acima da LUF. Com estes dados, verifica-se que a faixa de frequências disponível para transmissão pela ionosfera é menor que 20 MHz.

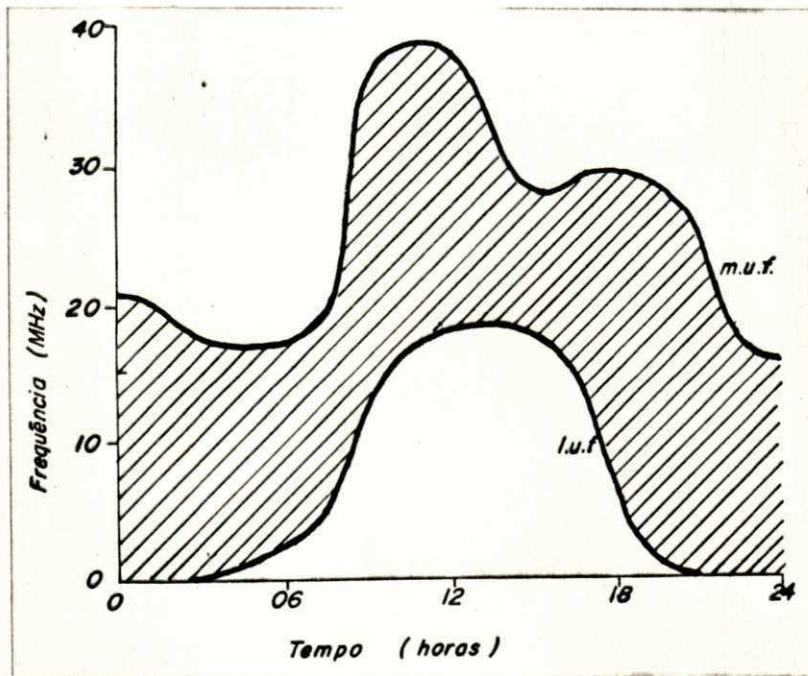


Fig. 2.3 - Valores típicos da MUF e LUF durante o dia {Betts, 1967}.

A ocorrência de desvanecimentos na propagação pela ionosfera, deve-se a interferência de dois ou mais raios refletidos conforme a Fig. 2.4.

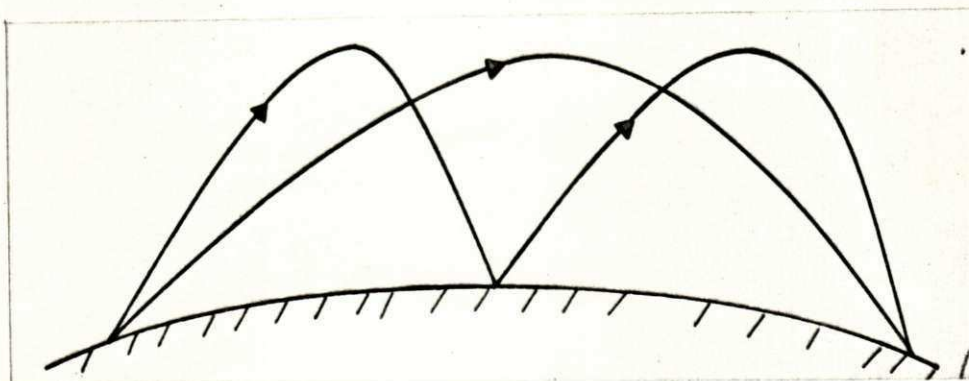


Fig. 2.4 - Interferência de raios refletidos na ionosfera.

Os enlaces pela ionosfera cobrem grandes distâncias (2.500 Km), de maneira que ocorrem atrasos consideráveis entre os raios - valores típicos ficam na faixa de 1 - 3 ms { Freeman, 1975 }.

2.2 - Tropodifusão

A recepção de sinais além do horizonte em frequências até 5 GHz e distâncias da ordem de 600 Km, foi pela primeira vez observada nos anos 50. Na época foi um fato novo porque a teoria da difração em pleno vigor só previa recepção de campos eletromagnéticos a distâncias de 200 Km (Fig. 2.5).

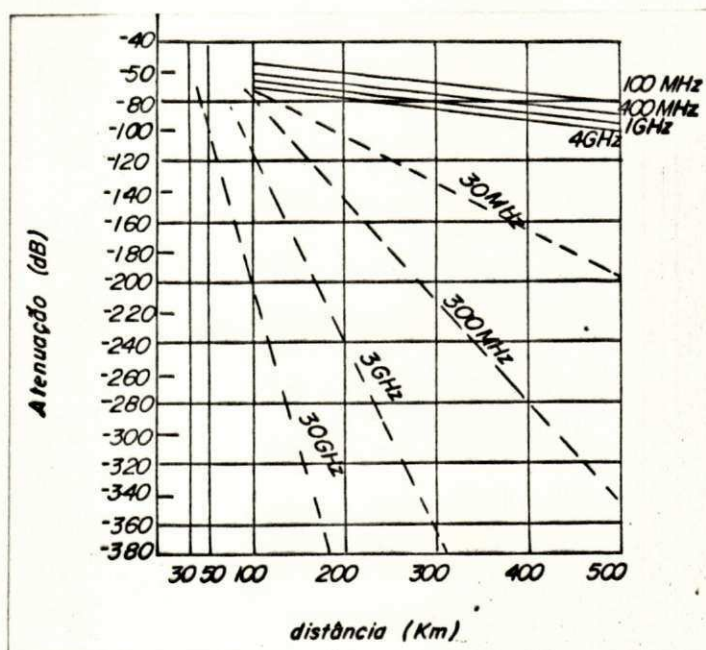


Fig. 2.5 - Valores previstos pela teoria da difração (linhas interrompidas) e valores experimentais (linhas cheias) {Duluknov, 1971 }.

A discordância entre os valores previstos pela teoria da difração e os resultados experimentais, mostra que nestas circunstâncias os campos recebidos são de outra natureza. Embora ainda não exista uma teoria unificada que trate a recepção nas condições citadas, a que tem melhor aceitação é a teoria do espalhamento troposférico ("Turbulent scattering Theory") {Duluknov, 1971}. Nesta teoria, supõe-se que o índice de refração da troposfera sofre variações irregulares provocadas por turbulências

(regime de escoamento não-laminar entre camadas da troposfera). Quando estas irregularidades situam-se no volume determinado pela interseção dos diagramas de irradiação das antenas (Fig. 2.6) o sinal sofre um processo de difusão e parte da energia atinge a antena receptora.

Resultando do processo de difusão no volume de espalhamento, diversos raios atingem a antena receptora com diferentes fases, provocando conseqüentemente desvanecimentos. Valores típicos de atrasos entre raios são de ordem de 10 μ seg {Freeman, 1975}.

2.3 - Propagação em Linha de Visão

Neste tipo de propagação as ondas de rádio se propagam através da troposfera.

A troposfera é a parte da atmosfera que se estende até aproximadamente 15 Km de altitude. A porcentagem de gases que a compõem (oxigênio, gases nobres, etc), não varia com a altura, entretanto, o vapor d'água devido a evaporação de rios, oceanos, etc, varia; e a 15 Km de altitude, a porcentagem é a metade do valor nas imediações da superfície da terra. Isto faz o índice de refração da troposfera variar com a altura.

A variação do índice de refração com a altura, faz com que uma onda de rádio se propagando através da troposfera se refrate. O efeito global da refração é encurvar o raio, conforme mostra a Fig. 2.7.

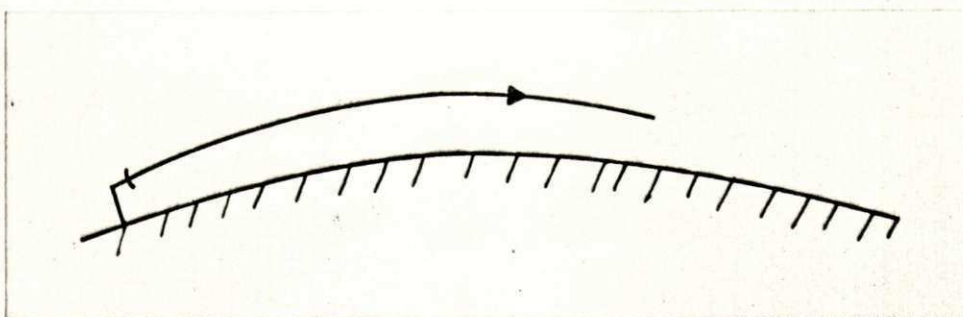


Fig. 2.7 - Refração na troposfera.

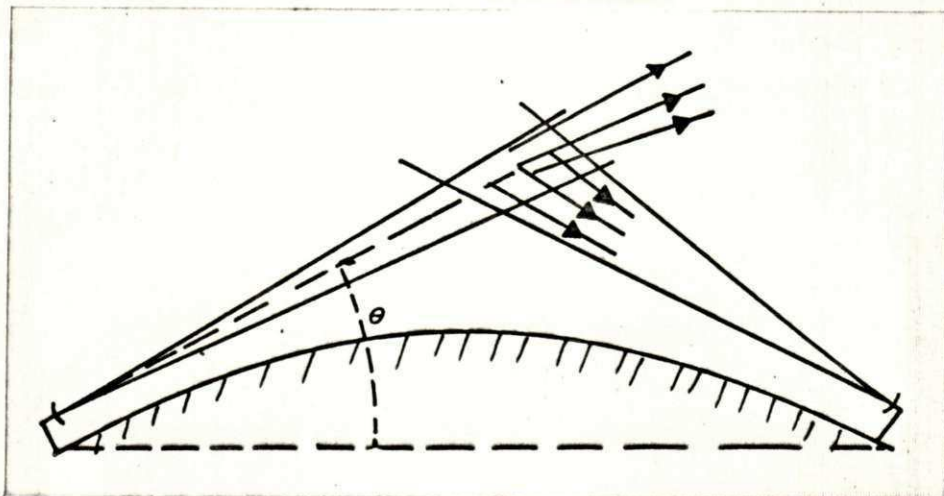


Fig. 2.6 - Espalhamento troposférico.

Pode-se mostrar [Duluknov, 1971] que o raio de curvatura da onda é dado por

$$r = - \frac{1}{\frac{dn}{dh}} \quad (2.8)$$

Costuma-se quantificar o encurvamento do raio através do fator K - fator do raio efetivo da terra. Esta constante é definida como o quociente entre o raio R de uma terra virtual onde o percurso da onda é reto e o raio real da terra R_0 .

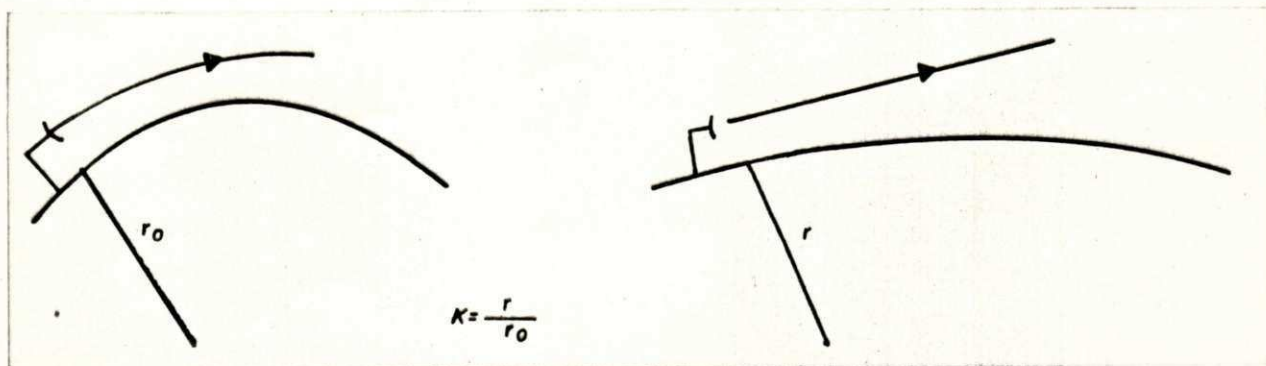


Fig. 2.8 - Definição do fator K .

Para investigar o comportamento do sinal na antena receptora, suponha-se o modelo da Fig. 2.9, onde não se considera a interferência do raio refletido no solo; hipótese particularmente correta quando o ângulo de incidência é pequeno (condição sempre verificada porque a separação entre as antenas é muito maior que a altura das mesmas), existe vegetação e/ou solo úmido na zona de reflexão [Duluknov, 1971]. Nesta situação, grande parte da energia do raio incidente é dissipada no solo.

Partindo de considerações sobre a geometria da Fig. 2.9, Ruthrof 1971 mostra que o defasamento máximo entre os raios se dá quando $h/h_D = 1$; nestas condições apenas dois raios refratados na troposfera atingem a antena receptora. com diferença de fase β é dada pela Eq. 2.9.

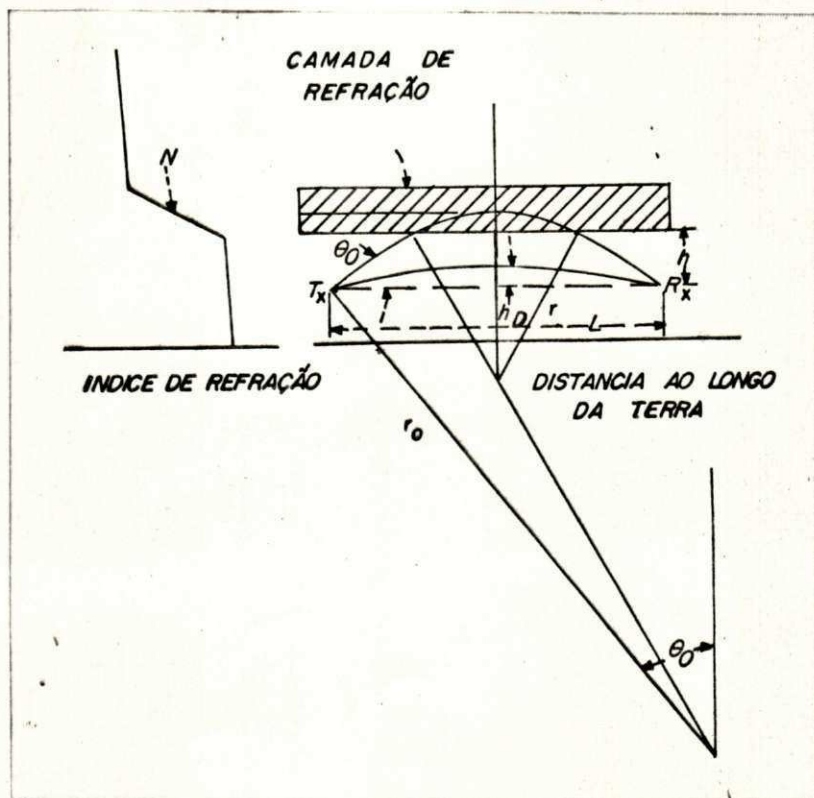


Fig. 2.9 - Interferência de raios refratados na troposfera.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \left[L + \frac{L^3}{24r_1} \left(2Y^3 - \frac{2(Y-1)^3}{1 - \frac{r_2}{r_1}} \right) - 3Y^2 - \left(1 - \frac{L^3}{24r_1^3} \right) \right] \right\} \quad (2.9)$$

onde: γ - defasamento entre os raios r_1 e r_2

λ - comprimento de onda;

L - comprimento do enlace;

r_1, r_2 - raios de curvatura dos raios refratados na camada

com

$$1 < Y < \frac{r_2}{r_1} \quad Y = \frac{2r_1}{L} \text{ Sen}\theta_1 \quad (2.10)$$

A condição (2.10) garante que os raios refratados atingem a antena.

O campo resultante no receptor é a soma vetorial do raio E_1 com E_2 . O módulo é dado por

$$E_R = \{E_1^2 + 2E_1E_2\cos\beta + E_2^2\}^{1/2} \quad (2.11)$$

Para todas situações práticas $E_1 \approx E_2$. Com este dado pode-se plotar $|E_R|$ em função de β (Fig. 2.10).

Para que os desvanecimento sejam no máximo de 3 dB, a Fig. 2.10 mostra que o defasamento é $3\pi/4$. Desde que se conheça o comportamento do gradiente do índice de refração e dos ângulos de subida dos raios, determina-se r_1 e r_2 através de (2.8). Tendo-se estes valores determina-se L_0 . Valores destes comprimentos ficam entre 4 e 10 Km para frequências entre 4 e 60 GHz, respectivamente. Para enlaces de comprimento L_0 (desvanecimento no máximo de 3 dB) pode-se calcular a variação provocada pelo desvanecimento ao longo da faixa modulada. Derivando (2.11) com relação a β

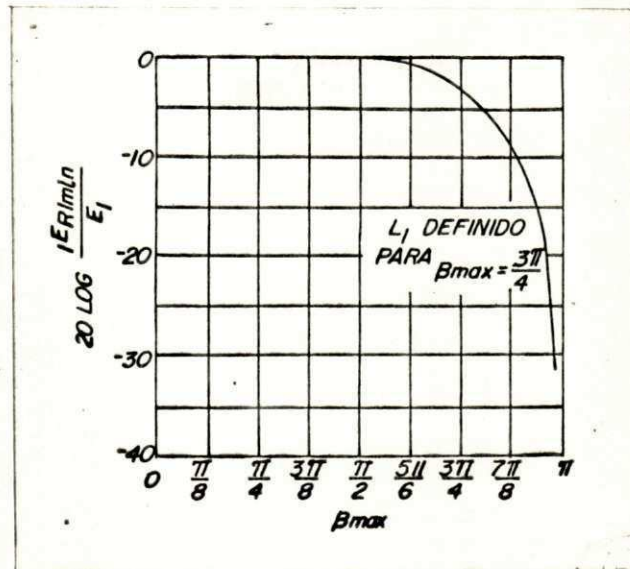


Fig. 2.10 - Amplitude do campo recebido em função do defasamento dos raios refratados ' (Ruthroff, 1971).

$$\frac{dE_R}{E_R} = \frac{(E_1/E_2) \text{ sen } \beta}{1 + 2(E_1/E_2) \text{ cos } \beta + (E_1/E_2)^2} d\beta \quad (2.12)$$

Substituindo $\beta = 3\pi/4$ e $E_1 = E_2$

$$\frac{dE_R}{E_R} = - \frac{d\beta}{2(\sqrt{2} - 1)} \quad (2.13)$$

Derivando (2.9) com relação a frequência e observando que L_1, R_1 e R_2 são constantes.

$$d\beta = \beta \frac{df}{f} \quad (2.14)$$

Para um enlace em uma frequência $f = 20$ GHz e uma largura de faixa $df = 500$ MHz.

$$\frac{dE_R}{E_R} = -0,07 = -7\%$$

A degradação introduzida pelo desvanecimento no sinal é multiplicativa. Em um enlace curto, esta modulação ao longo da faixa modulada é bem suave (apenas 7% ao longo de 500 MHz).

Para um enlace de comprimento L_0 , o defasamento entre os raios refratados é $3\pi/4$ que corresponde a uma diferença de caminho $\Delta L = 3\lambda/8$. O atraso será

$$\tau = \frac{\Delta L}{C} = \frac{3}{8f}$$

Em uma frequência de 10 GHz, $\tau = 0,037$ nseg.

2.4 - Desvanecimentos Seletivos

Os desvanecimentos são seletivos quando provocam mudanças substanciais ao longo da faixa modulada. Desta maneira, o tipo de desvanecimento analisado na seção anterior é não seletivo, desde que a variação ao longo da faixa modulada é de apenas 7%. Entretanto, necessário se faz estabelecer uma condição genérica, que independentemente da maneira pela qual o sinal está se propagando, implique em seletividade.

Stein {1966}, demonstra que para um canal de rádio qualquer, a função de transferência $H(f)$ é dada por

$$H(f) = \sum \alpha_k \exp -j2 \pi (f + f_o) \tau_k \quad (2.16)$$

onde: k - número de raios que chegam ao receptor por diferentes caminhos;

α_k - atenuação que o raio k_j sofre no caminho j ;

f - frequência qualquer ao longo da faixa modulada;

f_o - frequência da portadora;

τ_k - atraso que o raio k_j sofre no caminho j ;

Escrevendo (2.16) na forma

$$H(f) = \sum \alpha_k \exp(-j \pi f_o \tau_k) \exp(-j \pi f \tau_k) \quad (2.17)$$

e desenvolvendo em série o segundo fator

$$\exp(-j \pi f \tau_k) = 1 + \{-j2\pi f \tau_k\} + \frac{\{-j \pi f \tau_k\}^2}{2!} + \dots$$

verifica-se que se $f \tau_k \ll 1$, o termo do segundo grau é desprezível face ao primeiro; logo:

$$H(f) \approx \sum \alpha_k \exp\{-2\pi f_o \tau_k\} - 2\pi f \sum \alpha_k \tau_k \exp(-2\pi f_o \tau_k) \quad (2.18)$$

Denotando

$$H^0 = \sum_k \alpha_k \exp(-2 \pi f_0 \tau_k) \quad (2.19)$$

$$H^1(f) = \sum_k 2 \pi f \alpha_k \tau_k \exp(-j 2 \pi f_0 \tau_k) \quad (2.20)$$

então

$$H(f) = H^0 - j H^1(f) \quad (2.21)$$

ou seja, a função de transferência do canal é complexa. Desde que H^0 independe de qualquer frequência ao longo da faixa, a condição para que não haja nem distorção de fase, nem de frequência é:

$$H(f) = H_0 \quad (2.22)$$

que é satisfeita caso

$$|f \tau_k| \ll 1 \quad \text{para todo } \underline{f} \text{ ao longo de faixa} \\ \text{e todo } k \quad (2.29).$$

$$\frac{H^1(f)}{H^0} \ll 1 \quad \text{para qualquer } f \quad (2.30)$$

Caso as condições (2.29) e (2.30) não sejam satisfeitas, a função de transferência do canal será complexa com módulo e fase variando com a frequência e, conseqüentemente, introduzindo interferência inter-simbólica caso a transmissão seja digital e ruído de intermodulação caso a transmissão seja de sinais analógicos.

Para não haver interferência inter-simbólica significativa, supondo que um centésimo já é um valor compatível com a desigualdade de (2.29).

$$|f\tau_k| = 1/100 \quad (2.30)$$

com a condição (2.30) e os valores de atrasos citados anteriormente, determina-se as velocidades de transmissão máximas para as quais os desvanecimentos ainda possam ser considerados lentos e não seletivos - (Tabela I).

MODO DE PROPAGAÇÃO	ATRASOS (nseg)	VELOCIDADE (bauds)
ionosfera	$3 \cdot 10^6$	3,3
tropodifusão	10^3	10^4
linha-de-visão	4	$2,5 \cdot 10^8$

TABELA I - Velocidades máximas para quais os desvanecimentos são não-seletivos, para transmissão digital em diversos canais de rádio.

2.5 - Estatística dos Desvanecimentos

A discussão anterior mostrou que o campo resultante é a soma vetorial de diversos raios que atingem a antena receptora por diferentes caminhos que dependem do modo pelo qual o sinal está se propagando. Estes caminhos são aleatórios, próprio da natureza dinâmica dos parâmetros do canal. Desta forma, o campo também assumirá valores aleatórios.

Na prática observa-se que um número de componentes igual a seis já aproxima-se bastante da distribuição de Rayleigh (Fig. 2.11). Convém observar que para a densidade de probabilidade ser de Rayleigh, necessário se faz que as componentes tenham igual magnitude (Stein, 1966).

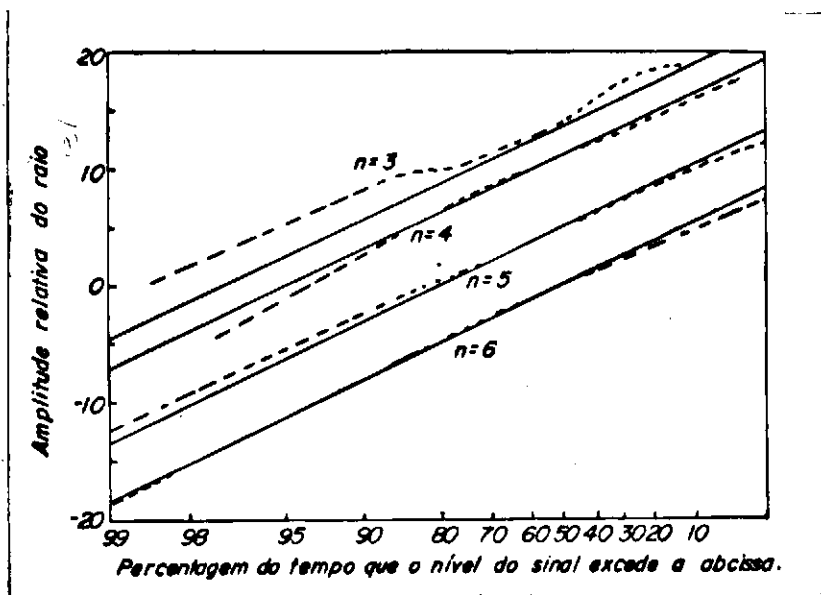


Fig. 2.11 - Distribuição do envelope da soma de n fatores aleatórios. As linhas cheias são distribuições de Rayleigh ajustadas para o valor médio da soma em cada caso (Stein, 1966).

Sabendo-se a densidade de probabilidade da tensão, pode-se determinar a densidade da potência do sinal e da relação sinal-ruído. A potência é proporcional ao quadrado da tensão, ou seja:

$$w = kv^2 \tag{2.34}$$

onde w é a potência instantânea e k é uma constante. A potência média w_o é dada por

$$w_o = k\overline{v^2} \tag{2.35}$$

A densidade $p(w)$ é relacionada com a densidade de v através da Eq. 2.36 {Lathi, 1968}.

$$p(w) = \frac{p(v)}{\frac{dw}{dv}} \quad (2.36)$$

Derivando (2.34) e substituindo o resultado juntamente com (2.35) em (2.36).

$$p(w) = \frac{1}{w_0} \exp(-w/w_0) \quad (2.37)$$

A relação sinal-ruído γ é dada por

$$\gamma = \frac{w}{R} \quad (2.38)$$

Procedendo de maneira analoga, determina-se

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} \exp(-\gamma/\gamma_0) \quad (2.39)$$

Sabendo-se a densidade de probabilidade da relação sinal-ruído - $p(\gamma)$ e a probabilidade de erro com ruído branco, pode-se determinar a probabilidade de erro com desvanecimentos e ruído branco. Este cálculo será feito no Capítulo IV.

CAPÍTULO III DIVERSIDADE E CÓDIGOS

Os desvanecimentos podem provocar quedas profundas na intensidade do sinal, a ponto de reduzir substancialmente a relação sinal ruído. A solução imediata para combater este efeito, seria aumentar a potência do sinal no transmissor. No entanto, esta prática nem sempre é possível, podendo ainda ser dispendiosa.

Nesta situação, a prática comum é aumentar a redundância da informação, seja por códigos ou por diversidade, a fim de se intensificar a confiabilidade da transmissão.

3.1 - Diversidade

Tanto a técnica de diversidade como a de códigos objetivam correlacionar o sinal e descorrelacionar ao máximo as fontes de interferência, a fim de que na recepção suprima-se o ruído introduzido na transmissão e conseqüentemente obtenha-se um sinal melhor. Apenas a maneira de aumentar a redundância de informação difere.

No processo de diversidade transmite-se cópias da informação si multaneamente.

Sabendo-se que, por hipótese, as fontes de degradação do sinal são o ruído branco e os desvanecimentos, deve-se investigar as maneiras de conseguir descorrelacionamento destes efeitos. O ruído sendo guassiano, já pode ser considerado descorrelacionado [Lathi, 1968, Sec. 3.15]. Por outro lado, o descorrelacionamento dos efeitos de propagação pode ser conseguido através de:

- 1) transmissão do mesmo sinal em duas ou mais frequências diferentes - diversidade em frequência;
- 2) recepção em duas ou mais antenas - diversidade em espaço;
- 3) aproveitamento do desacoplamento de polarização das antenas e do meio para transmitir a mesma informação em polarização vertical e horizontal - diversidade de polarização.

Diversidade em Frequência - A Fig. 3.1 mostra a configuração para diversidade em frequência de ordem dois.

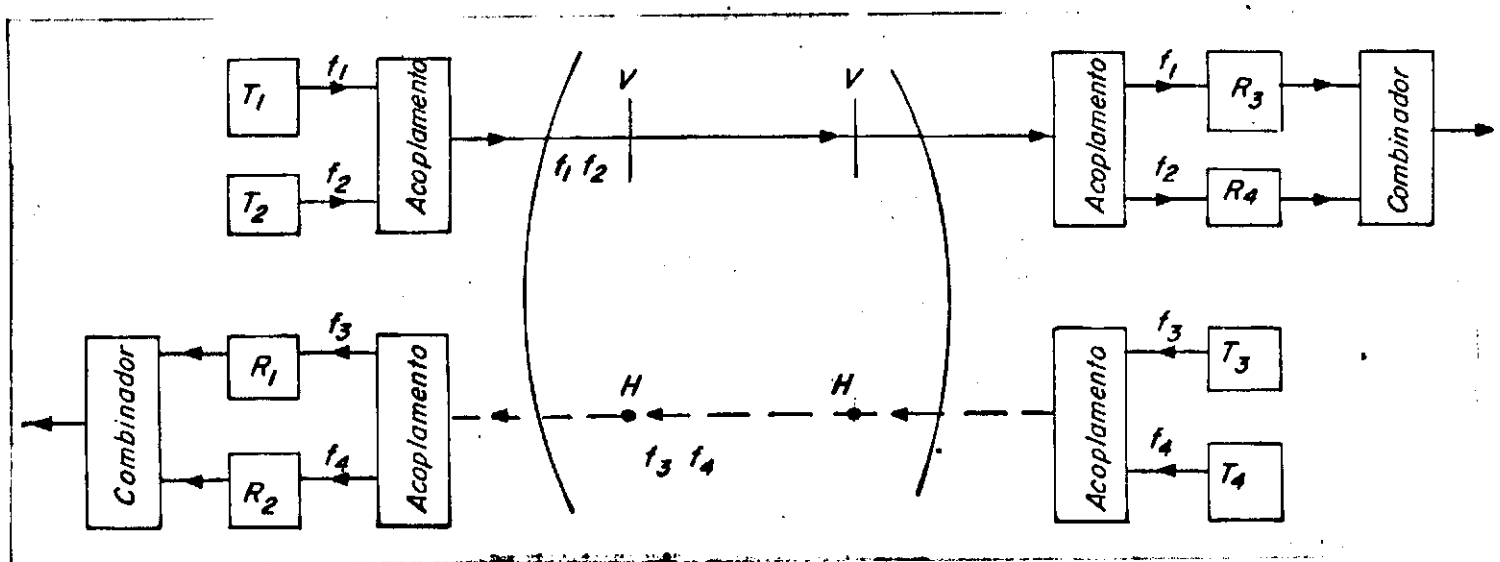


Fig. 3.1 - Esquema para diversidade em frequência de ordem dois.

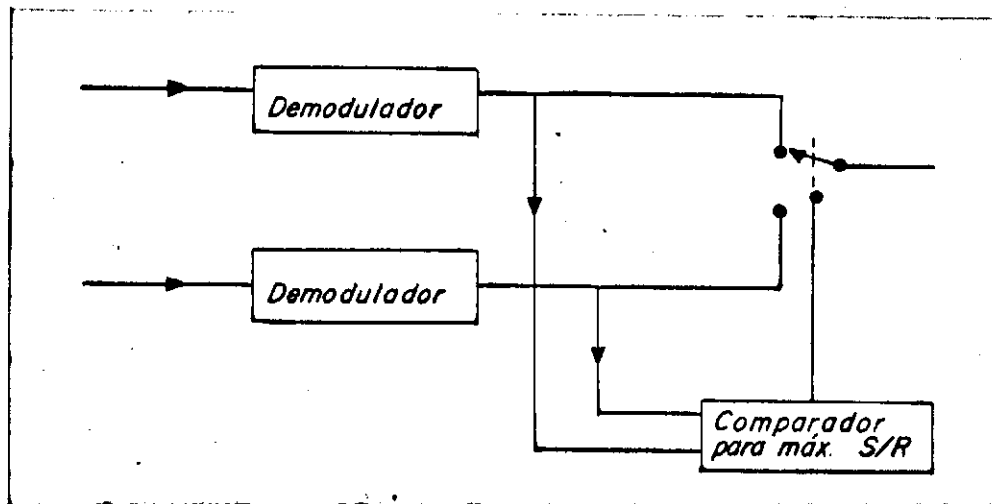


Fig. 3.3a - Diversidade por seleção - DS

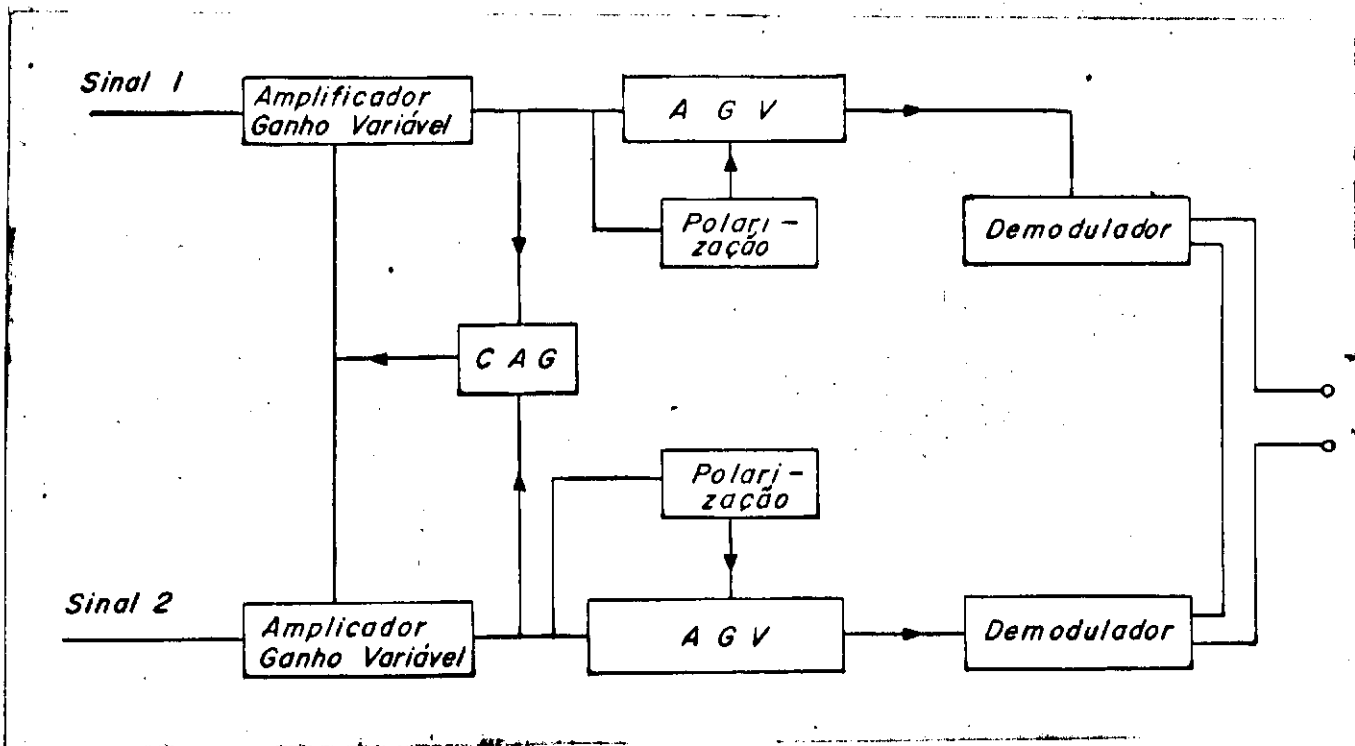


Fig. 3.3.b - Diversidade com ponderação dos sinais - DCP

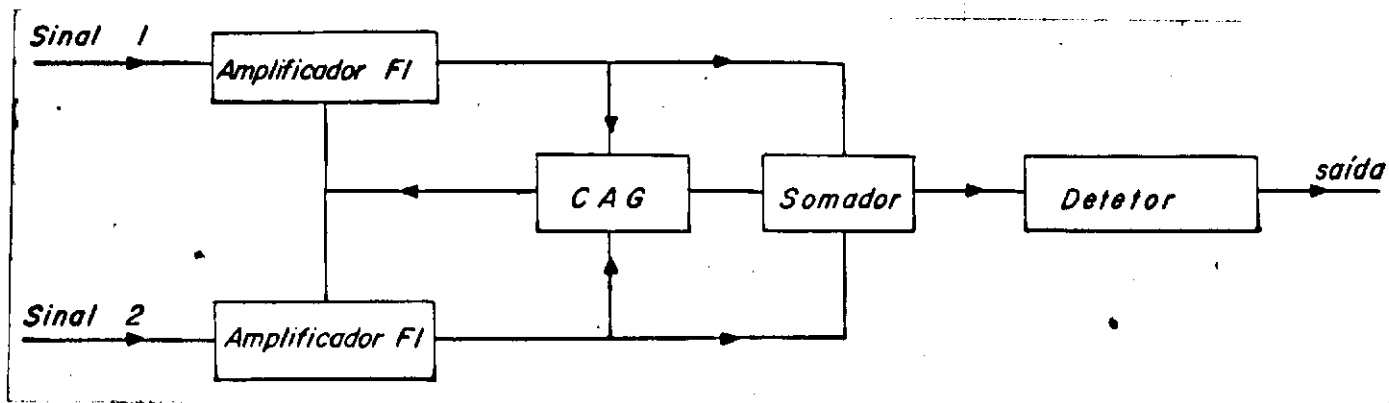


Fig. 3.3.c - Diversidade sem ponderação dos sinais - DSP

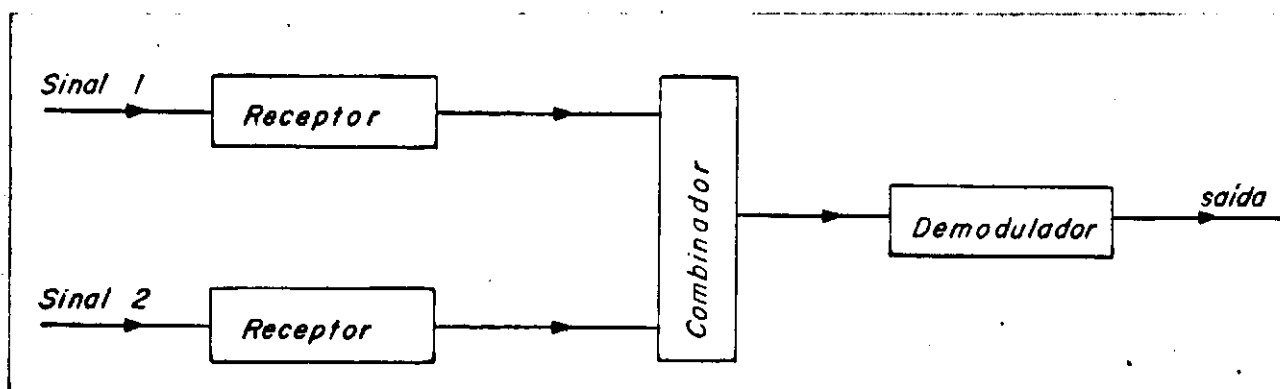


Fig. 3.4.a - Prê-combinação de sinais em diversidade

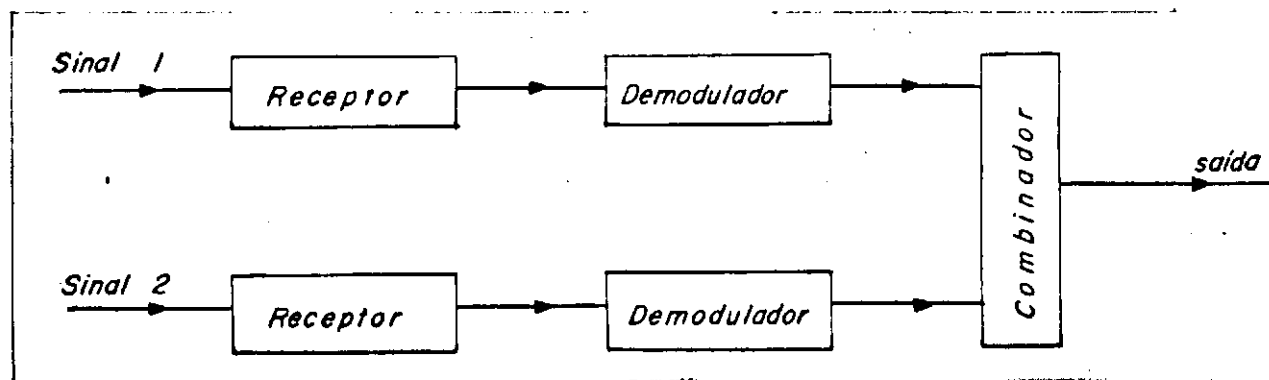


Fig. 3.4.b - Pós-combinação de sinais em diversidade

Estas operações podem ser efetuadas antes ou após o demodulador. O demodulador sendo linear, não há, em princípio, diferença entre os dois processos, visto que as estatísticas dos sinais antes e após não são afetadas. Entretanto, o método de pós-combinação requer controle de fase, devido ao fato dos sinais de RF e FI estarem, geralmente, defasados (com o segundo e terceiro métodos de combinação se requer adição em fase). Em toda discussão a seguir, considera-se, salvo menção em contrário, que o processo de combinação é realizado antes do demodulador.

As Figs. 3.4.a e 3.4.b, mostram esquematicamente os processos de pré e pós-combinação, respectivamente.

3.1.2 - Estatística dos Processos de Combinação

Combinação Linear com Ponderação dos Sinais - DCP - Neste tipo de combinação, os sinais de cada canal de diversidade são adicionados linearmente, ponderando-se as parcelas de acordo com a intensidade do ruído.

Seja $V_j(t)$ a tensão, $a_j(t)$ o fator de ponderação e R_j o ruído em cada canal. Com adição em fase de N sinais, a relação sinal-ruído é dada pela Eq. 3.1.

$$\gamma_m(t) = \frac{\left\{ \sum_{j=1}^N V_j(t) a_j(t) \right\}^2}{\sum_{j=1}^N R_j a_j^2(t)} \quad (3.1)$$

Demonstra-se {Panter 1972} que o $a_j(t)$ ótimo, isto é, o que maximiza (3.1) é dado por:

$$a_j(t) = c \frac{V_j(t)}{R_j} \quad (3.2)$$

onde c é uma constante. De (3.2) verifica-se que o fator de ponderação de cada canal é inversamente proporcional ao ruído e di

retamente proporcional a tensão. Substituindo (3.2) em (3.1), obtem-se o γ_m ótimo - γ_m^0 .

$$\gamma_m^0(t) = \frac{\sum_{j=1}^N \frac{V_j^2(t)}{R_j}}{\sum_{j=1}^N \gamma_j(t)} \quad (3.3)$$

Como foi discutido na seção 2.5, a densidade da relação sinal-ruído γ , é dada pela Eq. 2.39. Como se está trabalhando com variáveis aleatórias gaussianas descorrelacionadas e consequentemente independentes {Lathi, 1968}, a densidade de probabilidade da soma destas variáveis é dada pela convolução de (2.39) para diversos j , ou seja {Panter, 1972}.

$$p(\gamma_m^0) = p(\gamma_1) * p(\gamma_2) * \dots * p(\gamma_m) = \frac{(\gamma/\gamma_0)^{m-1}}{(N-1)!} e^{-(\gamma/\gamma_0)} \quad (3.4)$$

onde γ_0 é a relação sinal-ruído média de um canal.

A probabilidade que $\gamma_m^0 < \gamma_0$ é dada por:

$$P(\gamma_m^0 < \gamma_0) = 1 - \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\gamma_0}{k!} e^{-\gamma_0} \quad (3.5)$$

que também pode ser escrita na forma:

$$P(\gamma_m^0 < \gamma_0) = \sum_{k=N}^{\infty} \frac{\gamma_0}{k!} e^{-\gamma_0} \quad (3.6)$$

A distribuição de probabilidade de (3.5) e (3.6) é conhecida como "distribuição gama". Esta equação se reduz a (2.39), caso $N = 1$. Na Fig. 3.5 está plotado em gráfico da Eq. 3.6. Desta figura observa-se que durante 99,99% do tempo de recepção, sem diversidade, a relação sinal-ruído é 38 dB abaixo da relação sinal-ruído média, enquanto com diversidade dupla, apenas 18 dB abaixo da S/R média de um canal, com diversidade quatro, 8 dB.

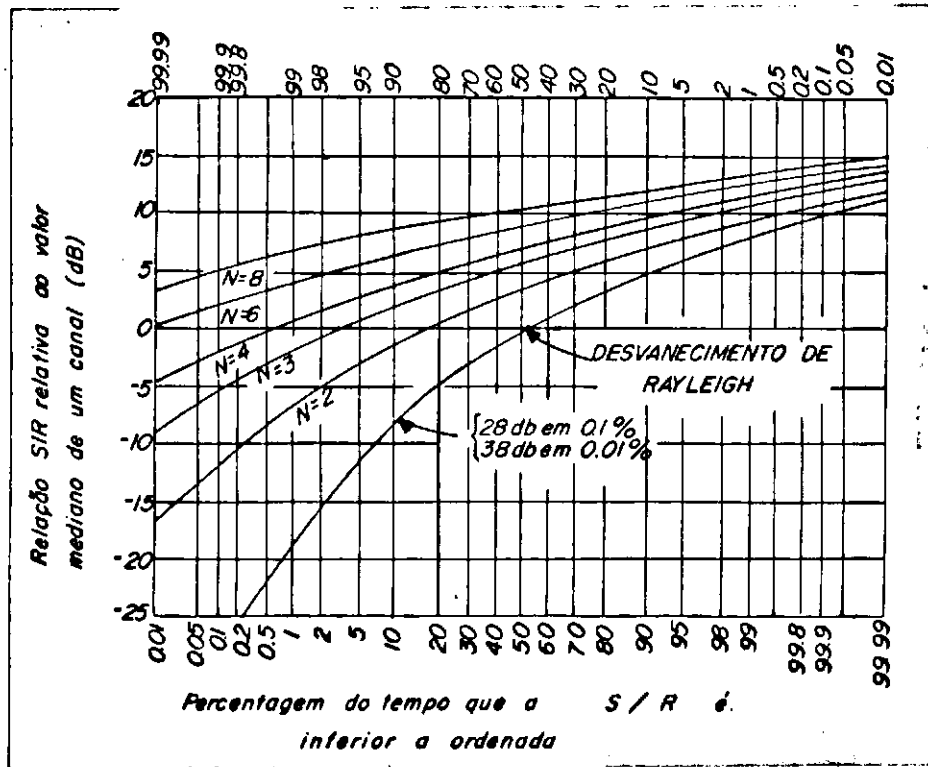


Fig. 3.5 - Diversidade com ponderação dos sinais DSP {Brennan, 1975}.

Combinação sem Ponderação dos Sinais - DSP - Com este método, a S/R resultante é dada pela Eq. 3.7.

$$\gamma_m(t) = \frac{\left\{ \sum_{j=1}^N v_j(t) \right\}^2}{NR} \quad (3.7)$$

onde se observa a ausência do fator de ponderação e supõe-se que os ruídos são iguais nos diversos canais.

A distribuição de probabilidade de γ_m não pode ser determinada em termos de funções simples, entretanto, resultados numéricos permitem plotar o gráfico da Fig. 3.6.

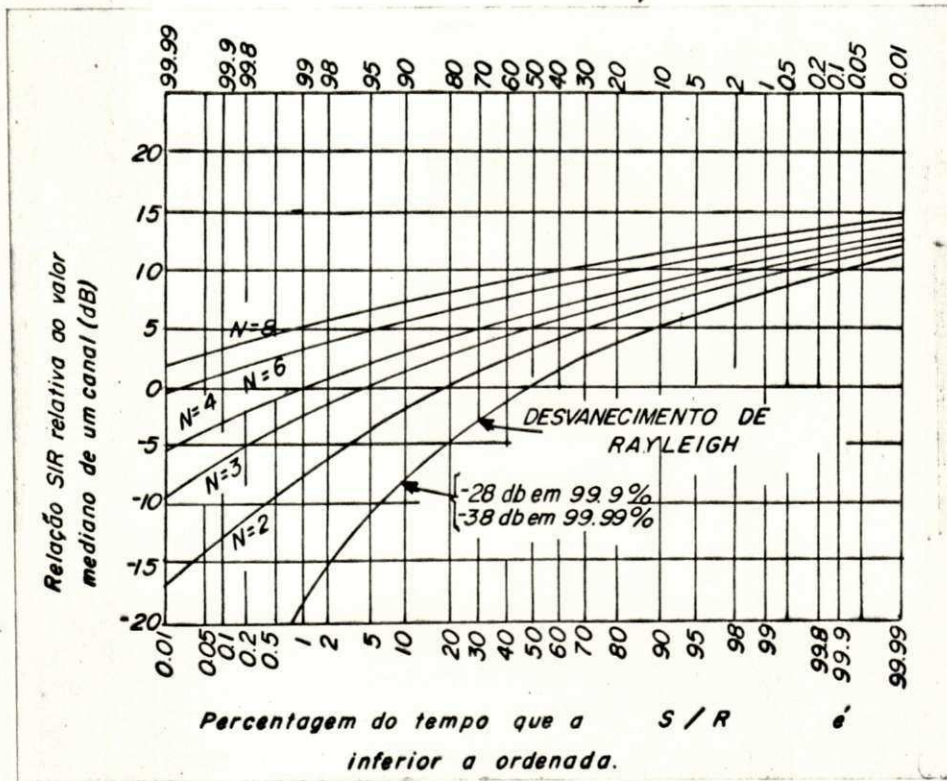


Fig. 3.6 - Diversidade sem ponderação dos sinais - DSP {Brennan, 1975}.

Diversidade por Seleção - DS - A distribuição de probabilidade da S/R γ em cada canal é dada pela Eq. 2.39. A probabilidade que γ_j de todos canais seja menor que γ_0 , é o produto das probabilidades da Eq. 2.39, visto que os γ_j de cada canal são independentes.

$$P(\gamma_m < \gamma_0) = \{1 - \exp(-\gamma/\gamma_0)\}^N \quad (3.8)$$

De (3.8) verifica-se que o expoente \bar{N} reduz substancialmente a probabilidade. O gráfico de (3.8) está plotado na Fig. 3.7.

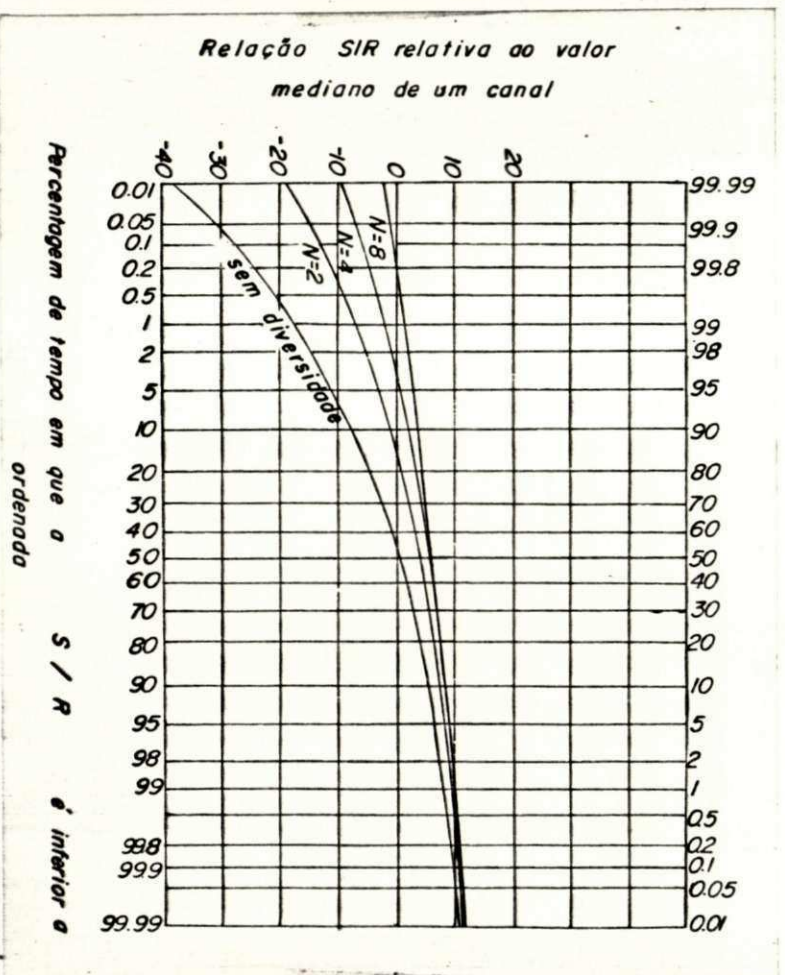


Fig. 3.7 - Diversidade por Seleção - DS
{Brennan, 1975}.

3.1.3 - Comparação dos Processos de Combinação

As Figs. 3.8, 3.9, 3.10 e 3.11, comparam os diversos métodos de combinação para diversidade de ordem 2, 3, 4 e 6. Daí verifica-se a superioridade da DCP em relação a DSP e DS e da DSP sobre DS. Entretanto, só há melhoria acentuada da DCP em relação a DSP, quando a ordem de diversidade é grande. Isto juntamente com o fato da DCP apresentar dificuldades de implementação (associadas aos fatores de ponderação), faz com que o uso da DSP seja quase generalizado.

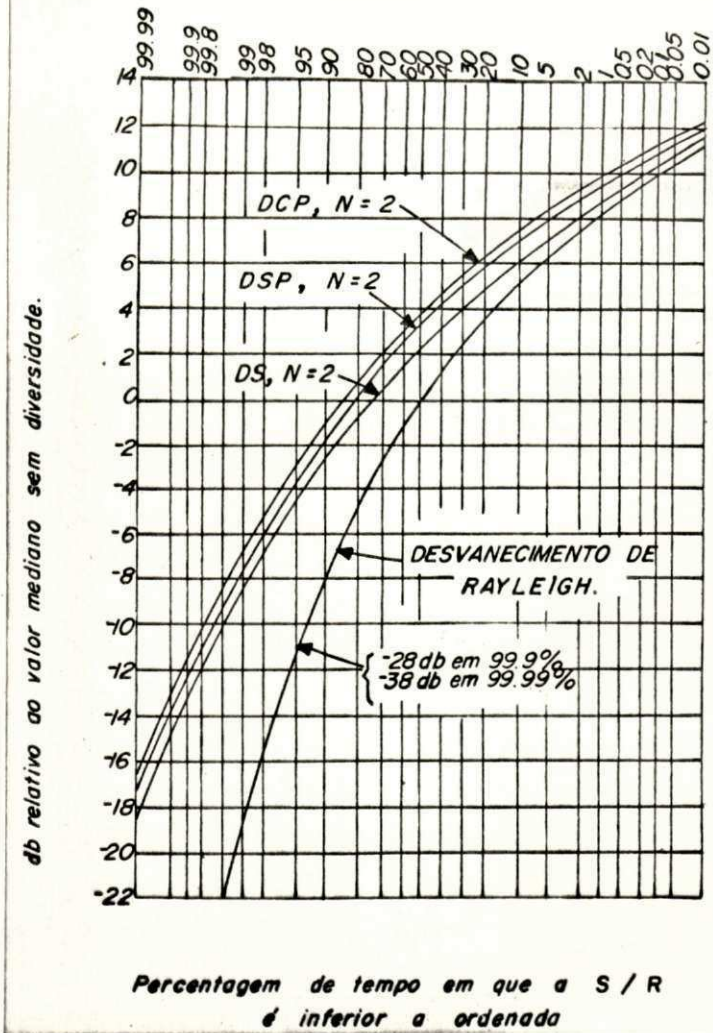
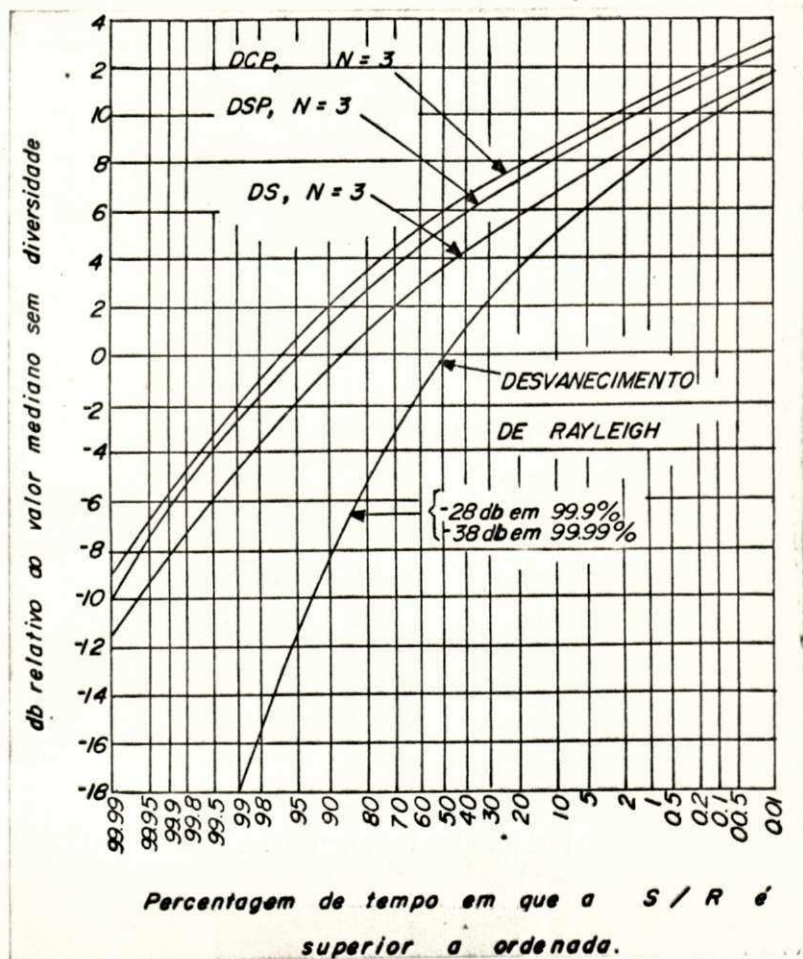


Fig. 3.8 - Comparação dos métodos de combinação N = 2 {Brennan, 1975}.

Fig. 3.9 - Comparação dos métodos de combinação N=3 {Brennan, 1975}.



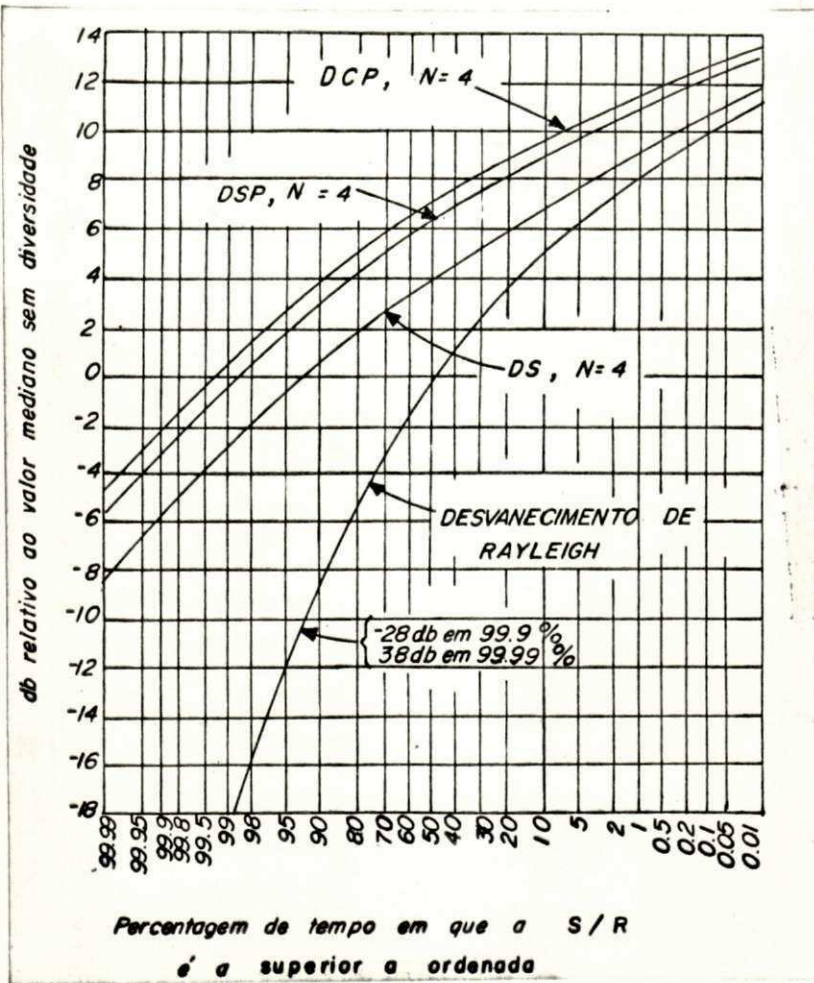
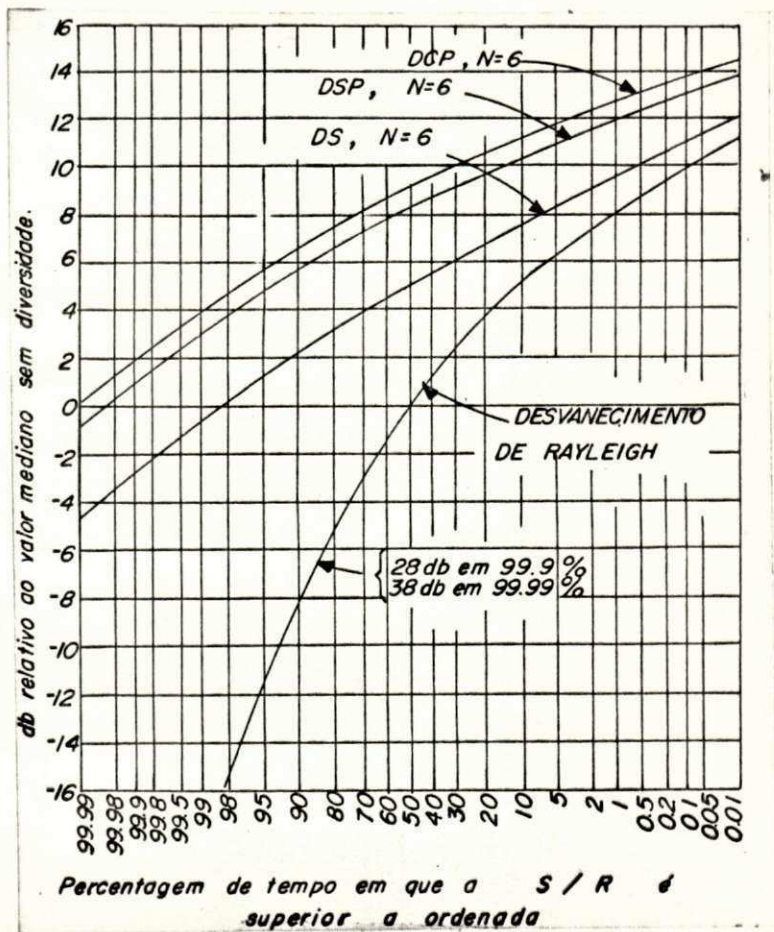


Fig. 3.10 - Comparação dos métodos de combinação N = 4 {Brennan, 1975}.

Fig. 3.11 - Comparação dos métodos de combinação N = 6 {Brennan, 1975}.



3.2 - Códigos

Para um canal de comunicações qualquer, de capacidade C , existe sempre um código tal que, pode-se transmitir informação a uma taxa $R < C$ de modo que a probabilidade de erros produzidos pelo ruído seja tão pequena quanto desejável {Freeman, 1975}. O enunciado acima resume o segundo teorema de Shannon {Shannon, 1948} da teoria da informação. Este teorema muitas vezes referido como "a terra prometida de Shannon" não é construtivo, no sentido de que não sugere nenhum método de síntese de tais códigos. Por razão ainda maior não sugere modos simples de implementação.

Entretanto, nas duas últimas décadas, bastante esforço tem sido desenvolvido na investigação de códigos corretores de erro de simples implementação {Peterson, 1975}. Este trabalho restringe-se a aplicação de apenas uma família de códigos bloco - os códigos BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghen) {Peterson, 1975} cujos parâmetros são dados abaixo.

$$n = 2^m - 1 \quad (3.9)$$

$$n - k < mt \quad (3.10)$$

$$d > 2t + 1 \quad (3.11)$$

$$\eta = \frac{k}{n} = \frac{n - c}{n} = 1 - \frac{c}{n} \quad (3.12)$$

onde: n - comprimento do código, isto é o número de dígitos de informação mais os de redundância;
 m - número natural qualquer;
 d - distância mínima do código;
 t - número de erros corrigíveis
 η - eficiência

A condição para que um código de comprimento n tenha capacidade de correção de t erros por blocos de n dígitos é expressa pela equação (3.13) abaixo;

$$2^c - 1 > C_n^1 + C_n^2 + \dots + C_n^t \quad (3.13)$$

onde: $2^c - 1$ = número de "Syndromes" disponíveis para correção de erros {Peterson, 1975}.

Uma consequência da demonstração do segundo teorema de Shannon {Abranson, 1963} é que a eficiência de codificação aumenta com o comprimento do código para uma mesma capacidade de correção de erros. Entretanto, os comprimentos dos códigos práticos são limitados pelo compromisso entre a eficiência e a simplicidade de implementação.

Probabilidade de Erro

Seja um código qualquer de comprimento n e capacidade de correção t . Seja também p a probabilidade de erro por dígito suposta constante. Dentro das hipóteses especificadas acima desejá-se calcular a probabilidade de erro não corrigíveis por bloco de n dígitos.

Como o código por hipótese tem capacidade de corrigir t erros por blocos de n dígitos tem-se:

$$P_e = \sum_{j=t+1}^n C_n^j p^j (1-p)^{n-j}$$

As densidade de probabilidade da relação sinal-ruído com diversidade - Eqs 3.4 e a derivada de 3.8 - juntamente com a probabilidade de erro com ruído branco (Tabela II, Cap. IV), permitem de terminar a redução na probabilidade de erro, devido ao emprego de diversidade .

CAPÍTULO IV
DESEMPENHO DE SISTEMAS DE MODULAÇÃO
DIGITAL EM ENLACES DE RÁDIO

Este capítulo objetiva comparar o emprego das técnicas de diversidade e códigos para reduzir a probabilidade de erro em meios sujeitos a desvanecimentos e ruído gaussiano.

O ruído branco gaussiano adicionado ao sinal, deve-se aos componentes do sistema de recepção - antenas, amplificadores, etc. Os desvanecimentos são multiplicativos, descritos por uma distribuição de probabilidade de Rayleigh, e levam em consideração o efeito de multiplicidade de caminhos no canal, que provoca variações aleatórias na amplitude e fase do sinal recebido.

A hipótese de desvanecimentos de Rayleigh é razoável para enlaces de HF e tropodifusão. Em sistemas de linha de visão, a presença da componente direta conduz a distribuição de Rice-Nakagami, que é uma generalização da distribuição de Rayleigh.

Adicionalmente, os desvanecimentos são considerados lentos; condição verificada em HF e tropodifusão até velocidades de 3,3 e

10.000 bauds, respectivamente. Esta hipótese assegura que o canal não introduz interferência inter-simbólica (ver Cap. II). Considera-se que os filtros de recepção também não introduzem interferência inter-simbólica.

Finalmente, supõe-se que a operação dos demoduladores é linear. Em AM, esta condição é assegurada mesmo para baixas relação portadora-ruído - P/R, enquanto para FM, apenas quando $P/R > 10$ dB, conforme mostra a Fig. 4.1.

Como um processo gaussiano transmitido através de um sistema linear permanece gaussiano {Lathi, 1968} e sendo o desvanecimento e o ruído branco dessa natureza, conclui-se que o demodulador não afeta as estatísticas do sinal, do ruído e do desvanecimento. Desta forma, faz-se desnecessário considerar componentes de translações de frequência no modelo do sistema de recepção, ou seja, o receptor tem basicamente a forma esquemática da Fig. 4.2.

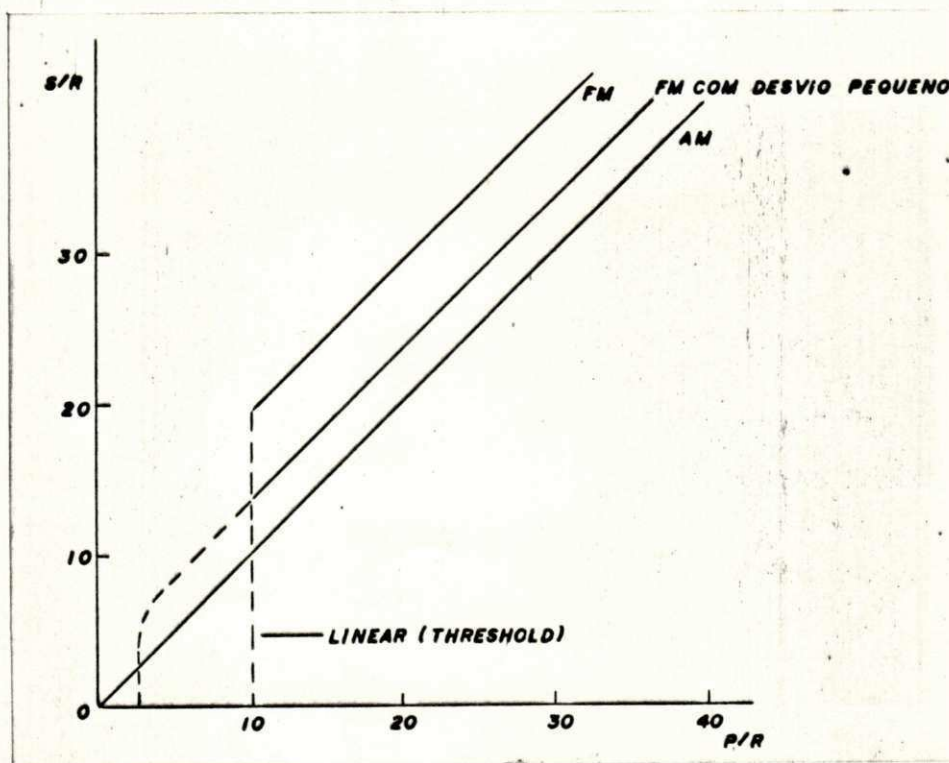


Fig. 4.1 - Ganho de demodulação de sistemas AM e FM {Flack e Whittaker, 1968}.

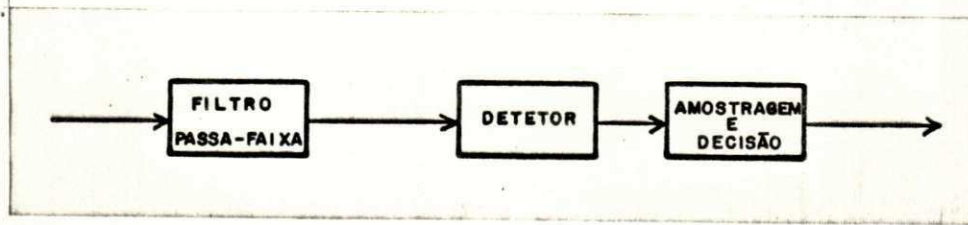


Fig. 4.2 - Forma genérica de um receptor binário simples.

Sendo o desvanecimento e o ruído branco processos aleatórios independentes, a probabilidade de erro média por dígito é dada pela Eq. 4.1.

$$P_e = \int_0^{\infty} P_p(\gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (4.1)$$

- onde:
- P_e - probabilidade de erro média por dígito;
 - P - probabilidade de erro na presença de ruído branco guassiano aditivo;
 - $p(\gamma)$ - densidade de probabilidade de Rayleigh que descreve a estatística do desvanecimento;
 - γ - relação sinal-ruído.

A probabilidade de erro na presença de ruído branco aditivo para os diversos sistemas de modulação digital é dada na Tabela II.

DETEÇÃO \ SISTEMA	COERENTE	NÃO COERENTE
A S K	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{\sqrt{\gamma}}{2}$	$\frac{1}{2} \exp(-\frac{1}{4}\gamma)^*$
F S K	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{\sqrt{\gamma}}{2}$	$\frac{1}{2} \exp(-\frac{\gamma}{2})$
P S K	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma}$	—
D P S K	$\frac{1}{2} \exp(-\gamma)$	—

TABELA II - Probabilidade de erro para diversos sistemas de modulação digital na presença de ruído branco {Stein, 1966}.

A densidade de probabilidade é dada pela Eq. 2.39 que é repetida abaixo

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} \exp(-\gamma/\gamma_0) \quad 0 < \gamma < \infty \quad (4.2)$$

onde γ_0 é a relação sinal-ruído média.

Resolvendo a integral (4.1) para os valores de P da tabela II e para a densidade de probabilidade (4.2), determina-se as probabilidades de erro com ruído branco e desvanecimentos - Tabela III.

DETEÇÃO \ SISTEMA	COERENTE	NÃO COERENTE
ASK	$\frac{1}{2} \frac{\ln \gamma_0}{\gamma_0}$	$\frac{1}{2} \frac{\ln \gamma_0}{\gamma_0}$
FSK	$\frac{1}{2 \gamma_0}$	$\frac{1}{\gamma_0}$
PSK	$\frac{1}{4 \gamma_0}$	—
DPSK	$\frac{1}{2 \gamma_0}$	—

TABELA III - Probabilidade de erro para diversos sistemas de modulação digital com desvanecimentos e ruído branco {Stein, 1966}.

Comparando os resultados da Tabela II com os da Tabela III, observa-se que na detecção apenas com ruído branco a probabilidade de erro cai exponencialmente com a relação sinal-ruído, enquanto que na detecção com desvanecimento e ruído branco, o decréscimo é apenas inverso com a S/R. Esta conclusão está ilustrada nas Figs. 4.3, 4.4 e 4.5.

4.1 - Detecção de Sinais Digitais com Diversidade

A probabilidade de erro para recepção em diversidade é dada pela Eq. 4.1, com a diferença que neste caso $p(\gamma)$ é dado pelas equações (3.5) ou (3.8) do Capítulo III. Resta saber qual o processo ótimo de combinação de sinais digitais em diversidade visto que as Eqs. (3.5) e (3.8) foram deduzidas a fim de se obter relação sinal-ruído máxima - figura de mérito para recepção de

sinais analógicos - enquanto que no caso digital, o processo de recepção deve fornecer sinais com probabilidade de erro mínima. O sistema de recepção ótimo para detecção coerente de FSK em diversidade foi determinado por Law {1975}. Este processo é mostrado esquematicamente na Fig. 4.6.

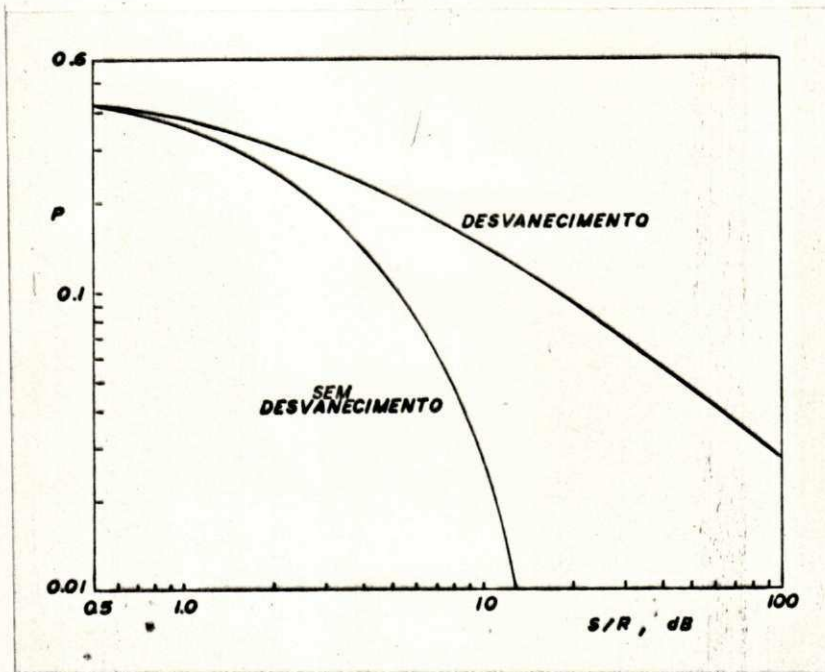


Fig. 4.3 - Probabilidade de erro para detecção não-coerente de ASK com desvanecimento e ruído branco {Stein, 1966}.

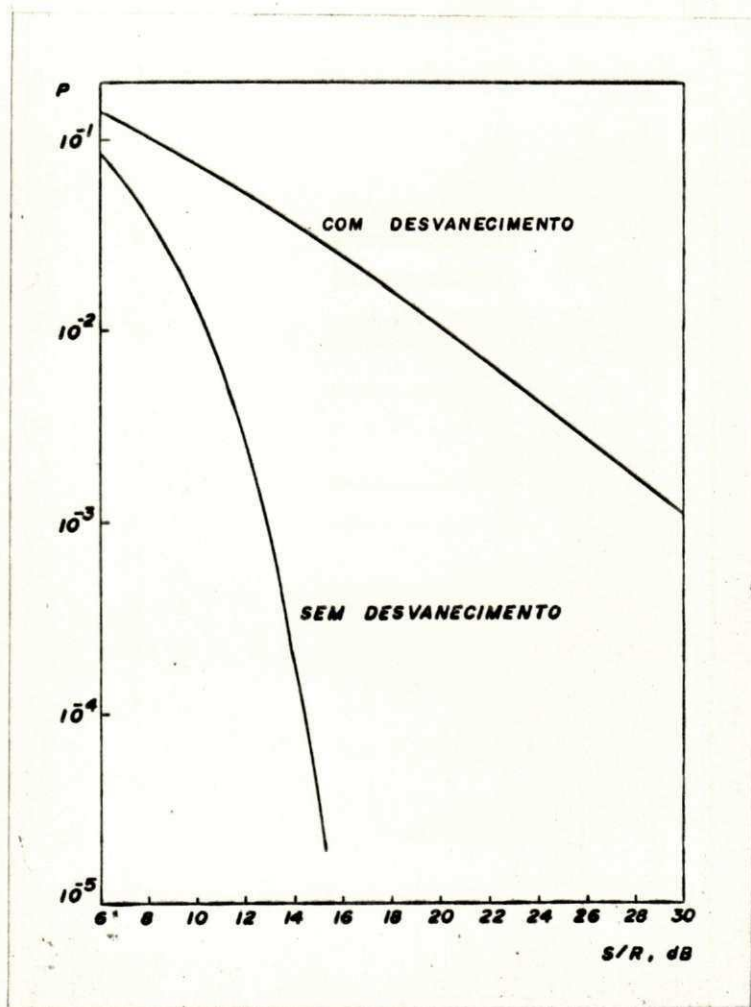


Fig. 4.4 - Probabilidade de erro para detecção coerente de ASK com desvanecimento e ruído branco {Stein, 1966}.

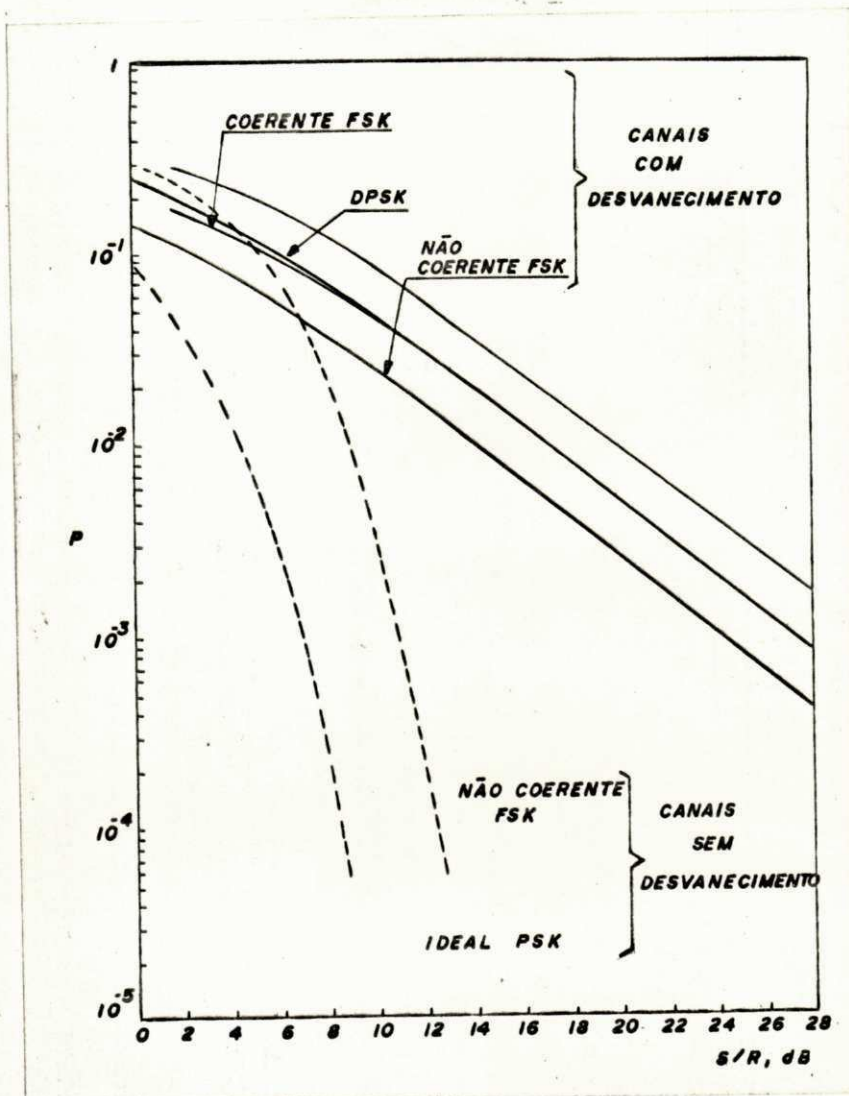


Fig. 4.5 - Probabilidade de erro para FSK, PSK e DPSK com desvanecimento e ruído branco {Stein, 1966}.

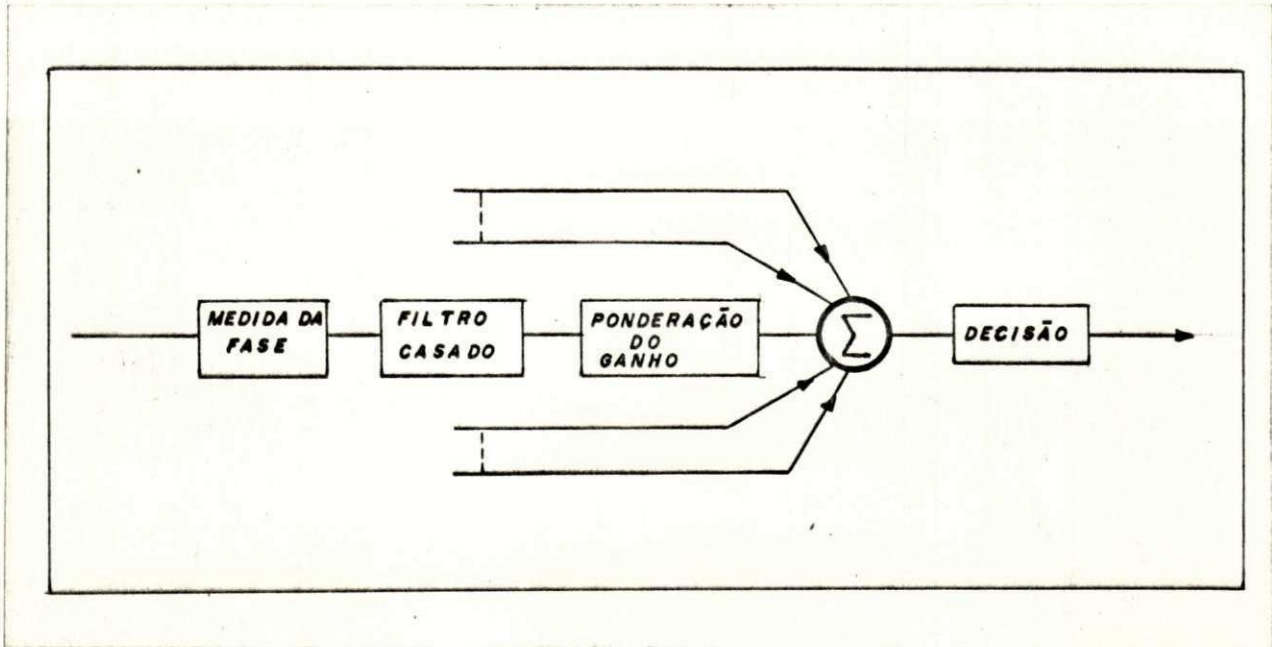


Fig. 4.6 - Receptor ótimo para FSK coerente em diversidade.

Como se observa da Fig. 4.6, o processo ótimo de recepção de sinais digitais em diversidade é o mesmo considerado no Capítulo III, ou seja, o processo de combinação linear com ponderação dos ganhos é ótimo também no caso digital.

Com este processo de recepção, a probabilidade de erro para valores elevados da relação sinal-ruído, assume a forma simplificada de uma função hiper-geométrica - Eq. 4.3.

$$P' = (1/2\gamma_0) C_{2N-1}^N \quad (4.3)$$

onde \underline{N} é a ordem de diversidade e γ_0 é a relação sinal-ruído média.

O problema da detecção não-coerente de FSK em diversidade foi tratado por Pierce {1975} . O processo ótimo de recepção é mostrado na Fig. 4.7.

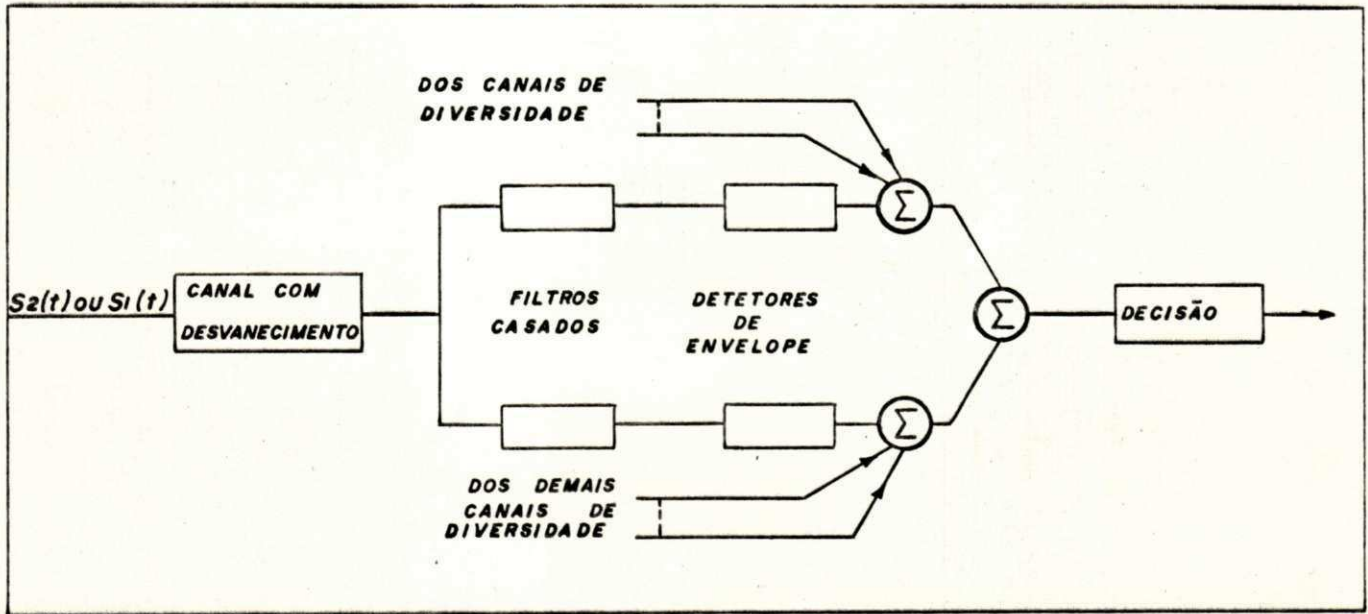


Fig. 4.7 - Diagrama de blocos para o processo ótimo de detecção não coerente de FSK em diversidade.

Com este processo de recepção, a forma simplificada da probabilidade de erro ($\gamma \gg 1$) é dada pela Eq. 4.4.

$$P'' = (1/\gamma_0)^N C_{2N-1}^N \quad (4.4)$$

A Fig. 4.8 compara os processos de detecção coerente e não-coerente de FSK em diversidade. Como observa-se o desempenho com recepção coerente é melhor.

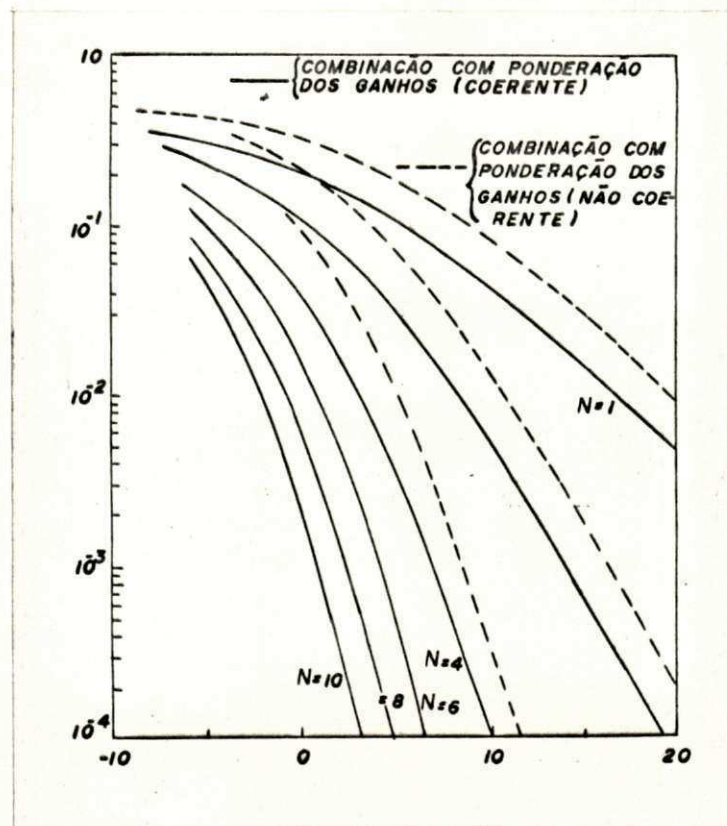


Fig. 4.8 - Detecção coerente e não-coerente de FSK com desvanecimento, ruído branco e processo ótimo de combinação em diversidade {Stein, 1966}.

As Eqs. 4.3 e 4.4, mostram que com diversidade a probabilidade de erro da detecção sem diversidade ($1/\gamma_0$ e $1/2\gamma_0$ - ver Tabela III), diminui com a potência N e aumenta com o coeficiente C_{2N-1}^N . Como a potência predomina sobre o coeficiente, o efeito líquido é reduzir a probabilidade de erro.

4.2 - Comparação: Diversidade e Códigos

Condições e critérios devem ser definidos e explicitados a fim de que se possa estabelecer uma comparação significativa entre

as técnicas de diversidade e códigos.

O desempenho destas técnicas com relação a probabilidade de erros mantendo-se constante a relação sinal-ruído (S/R) define um dos critérios de comparação investigados pelo Autor. Nessas condições foram calculadas as probabilidades de erro para blocos de vários comprimentos (ver Tabela V), tanto com diversidade sem dígitos de redundância quanto com dígitos de redundância sem diversidade, a partir das probabilidades médias de erro por dígito (ver Eq. 4.3 e Fig. 4.8). Além das condições mencionadas acima, as probabilidades médias de erro por dígito foram assumidas constantes ao longo das sequências de dígitos. Obviamente, esta hipótese impõe um limite de validade nos resultados (desvanecimento lento).

Evidentemente, a quantidade líquida de informação NDT ("Net data Throughput") é uma função direta da eficiência de codificação. Para uma capacidade de canal $C = \text{Blog} \{1 + (S/R)\}$ constante tem-se;

$$\text{NDT} = \alpha \eta \quad (4.5)$$

$$\eta = \frac{k}{n} \quad (\text{binário}) \quad (4.6)$$

$$\text{NDT} = \frac{\alpha k}{n} \quad (4.7)$$

onde: η - eficiência de codificação
 k - número de dígitos de informação
 n - comprimento do bloco (código)
 α - constante de proporcionalidade em bits/seg.

Como $\eta < 1$ a utilização de códigos necessariamente diminui a NDT para uma capacidade de canal constante (critério escolhido). Entretanto, para códigos de eficiência elevada (η aproximadamente 1) esta desvantagem pode ser compensada pela redução da probabilidade de erro. Um aumento de eficiência pode ser obtido pela u

tilização de códigos de grandes comprimentos têm a desvantagem de aumentar a complexidade de implementação dos sistemas de codificação/decodificação. Obviamente, na grande maioria senão em todos problemas de engenharia, uma solução de compromisso é de sejável. Seja então,

- q - probabilidade de erro por dígito (sem diversidade)
- p - probabilidade de erro por dígito (com diversidade de ordem dois)
- Q - probabilidade de erro por blocos de n dígitos com codificação
- P - probabilidade de erro por blocos de n dígitos com diversidade de ordem dois e sem codificação
- R - probabilidade de erro por blocos de n dígitos com diversidade dois e com codificação

Conforme estabelecido no Capítulo III e obedecendo as condições acima mencionadas pode-se escrever que:

$$Q = \sum_{j=t+1}^n C_n^j q^j (1 - q)^{n - j} \quad (4.8)$$

$$P = \sum_{k=1}^n C_n^k p^k (1 - p)^{n - k} \quad (4.9)$$

$$R = \sum_{i=t+1}^n C_n^i p^i (1 - p)^{n - i}$$

onde t representa a capacidade de correção de erros do código. Desta forma, e através da desigualdade $Q < P$ pode-se determinar os valores mínimos de t em que o desempenho dos códigos seja melhor que o emprego de diversidade de ordem dois. As comparações foram efetuadas para comprimentos de códigos bastante sim-

ples ($n = 15$ até 511) de acordo com o compromisso mencionado anteriormente. O Resumo dos resultados obtidos é apresentado na Fig. 4.9 e nas Tabelas V e VI.

Os cálculos de P , Q e R foram efetuados em um mini-computador IBM 5100 utilizando-se um programa em linguagem BASIC desenvolvido pelo Autor (Apêndice A). Este programa além desses valores fornece o comprimento n e a capacidade mínima de correção t para qual o desempenho com códigos é melhor que diversidade.

Para códigos BCH, tendo-se n e t determina-se k e consequentemente a eficiência através dos dados do Apêndice B.

Para outros códigos, o programa do Apêndice C resolve a Eq 3.13 para o número de dígitos de redundância c que juntamente com n permite calcular a eficiência.

Os dados da Tabela V permitem inferir que à medida que o comprimento do código aumenta, também aumenta a eficiência, ou seja, transmite-se mais informação - NDT maior. Entretanto, com códigos de comprimento grande, o coeficiente C_n^j de 4.8 aumenta, fazendo com que Q aumente.

A Tabela VI mostra o aumento de Q com o comprimento do código para valores de t iguais a 5 e 7, respectivamente. Observa-se que para t maior, os valores de Q são menores; fato que decorre da acentuada redução que o expoente j promove no produto $q^j(1-q)^{n-j}$. O aumento de Q com o comprimento do código, implica em menor confiabilidade na transmissão. A combinação das técnicas de diversidade e códigos, permite que ao mesmo tempo se tenha códigos com alta eficiência e baixa probabilidade de erro por bloco de dígitos. Esta conclusão é ilustrada pelos valores de R na terceira coluna da Tabela VI.

4.3 - Sugestões

Sugere-se um estudo posterior de custos e compromissos, resultantes do emprego combinado das técnicas de diversidade e códigos. Sugere-se também uma análise da utilização da técnica de diversidade como uma forma de decisão suave {R. Vilar e I. Rocha 1978}.

Neste ponto a intuição do Autor sugere que tal estudo poderia abrir perspectivas de aplicação dos códigos para transmissão de ' dados via rádio. Também conjetura-se a oportunidade, dentro da ' mesma linha de pesquisa iniciada com este trabalho, do estudo de códigos concatenados e diversidade para estender a comparação a situações de desvanecimentos rápidos.

S/R (dB)	P, Q	n																	
		15			31			63			127			255			511		
		n	t	η	n	t	η	n	t	η	n	t	η	n	t	η	n	t	η
7	$10^{-1}, 2 \cdot 10^{-2}$	7	2	0,46	16	3	0,51	36	5	0,57	87	8*	0,68	147	14	0,57	-	-	-
11	$4 \cdot 10^{-2}, 3 \cdot 10^{-3}$	7	2	0,46	16	3	0,51	39	4	0,62	85	6	0,67	179	10	0,70	-	-	-
17	$10^{-2}, 2 \cdot 10^{-4}$	7	2	0,46	21	2	0,68	45	3	0,71	99	4	0,78	191	8	0,74	439	8	0,86
20	$5 \cdot 10^{-3}, 10^{-4}$	7	2	0,46	21	2	0,68	51	2	0,80	106	3	0,83	223	4	0,87	466	5	0,90
10**	$5 \cdot 10^{-2}, 10^{-4}$	4*	4*	0,26	11*	6*	0,32	31*	8*	0,50	72*	12*	0,56	157*	20*	0,61	-	-	-

** códigos com desempenho melhor que diversidade de ordem três.

* a menos dos assinalados com um asterisco, todos códigos são BCH.

TABELA V - Mínima capacidade de correção de erros e eficiência de códigos com desempenho melhor que diversidade dois e três.

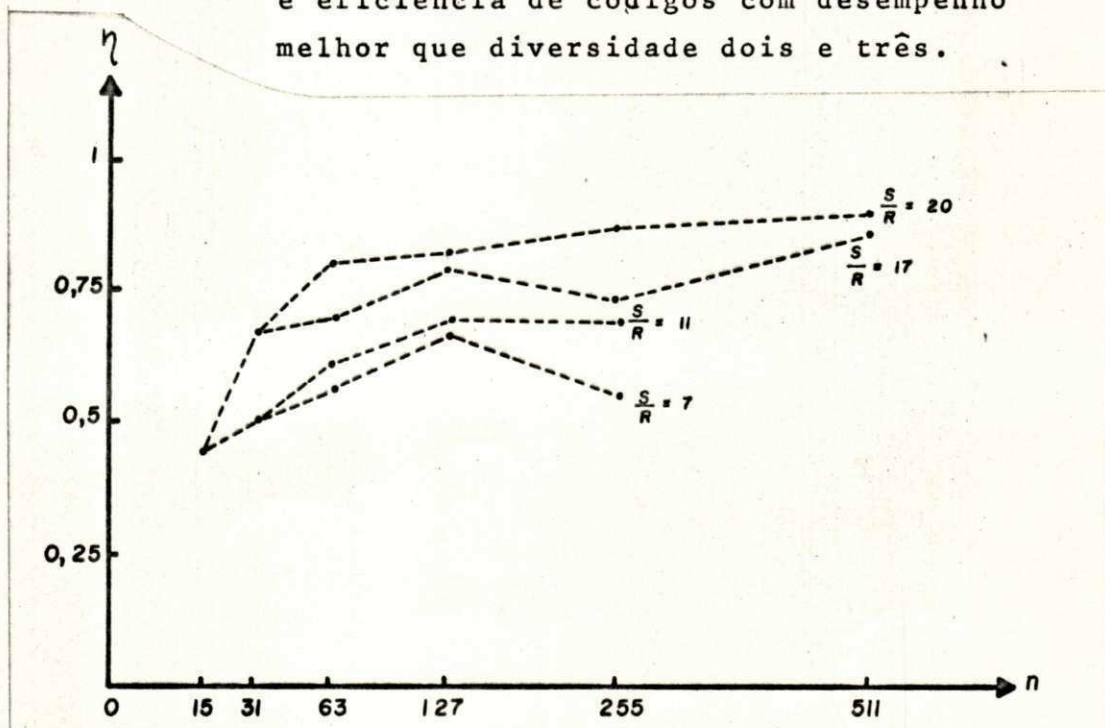


Fig. 4.9 - Eficiência x comprimento de códigos com desempenho melhor que diversidade de ordem dois.

S / R (dB)	n, η		P	Q	R
7	31	0,35	0,465425	8,342059E-2	3,064291E-5
	63	0,57	0,719945	0,611700	4640424E-3
	127	0,72	0,923138	0,990033	4,302484E-2
11	31	0,35	8,893886E-2	1,271210E-3	5,033086E-10
	63	0,57	0,172449	3,994334E-2	4,278071E-8
	127	0,72	0,317213	0,398339	2,762544E-6
17	31	0,35	6,181436E-3	5,933977E-7	4,692046E-17
	63	0,57	1,25220E-2	4,170364E-5	4,306230E-15
	127	0,72	2,508261E-2	1,846318E-3	3,240493E-13

T = 5

Legendas

- P - probabilidade de erro com diversidade de ordem dois
- Q - " " " com códigos
- R - " " " com código e diversidade
- eficiência do código
- T - capacidade de correção de erros do código

S/R (dB)	n, η		P	Q	R
7	31	0,19	0,465425	9,587936E-3	1,338228E-7
	63	0,38	0,719945	0,292676	3,720426E-5
	127	0,61	0,923138	0,946155	4,92152E-3
11	31	0,19	8,893386E-2	2,258436E-5	4,867595E-14
	63	0,38	0,172449	3,564047E-3	2,194230E-11
	127	0,61	0,317213	0,137600	6,404186E-9
17	31	0,19	6,186436E-3	6,425876E-10	2,011272E-23
	63	0,38	1,252220E-2	2,373721E-7	9,818137E-21
	12	0,61	2,508261E-2	4,66811E-5	3,359461E-18

T = 7

TABELA VI - Probabilidade de erro com códigos c/ou diversidade

Apêndice A - Programa em Linguagem BASIC para Calcular as Probabilidades de uma Distribuição Binomial Cumulativa.

```
010 INPUT P, Q
020 FOR X = 4 TO 10
030 LET N = (2↑X - 1)
040 FOR T = 1 TO 10
050 LET M = 0
060 FOR I = 1 TO 40
070 LET S = 1
080 LET Z = N
090 FOR J = 1 TO (T + I)
100 LET S = S*J
110 IF J = (T + I) GOTO 130
120 LET Z = (Z*(N-J))
130 NEXT J
140 LET F = ((1 - P)↑(N-J))
150 LET C = Z*(P↑J)/S
160 GOTO 280
170 LET Y = N
180 LET R = 0
190 LET A = 1
200 FOR K = 1 TO 40
210 LET A = A*K
220 LET B = Y*(Q↑K)
230 LET D = ((1 - Q)↑(N-K))/A
240 LET Y = Y*(N-K)
250 LET R = R + (B*D)
260 NEXT K
270 RETURN
280 LET M = M + (C*F)
290 NEXT I
300 GOSUB 170
310 IF M > R GOTO 330
320 PRINT R; M; N; T
```

330 NEXT T

340 NEXT X

350 STOP

Apêndice B - Códigos BCH Gerados por Elementos Primitivos de Ordem menor que 2^{10} {Peterson, 1972}.

n	k	t_0	n	k	t_0	n	k	t_0
7	4	1	255	239	2	511	421	10
				231	3		412	11
15	11	1		223	4		403	12
	7	2		215	5		394	13
	5	3		207	6		385	14
				199	7		376	15
31	26	1		191	8		367	16
	21	2		187	9		358	18
	16	3		179	10		349	19
	11	5		171	11		340	20
	6	7		163	12		331	21
				155	13		322	22
63	57	1		147	14		313	23
	51	2		139	15		304	25
	45	3		131	18		295	26
	39	4		123	19		286	27
	36	5		115	21		277	28
	30	6		107	22		268	29
	24	7		99	23		259	30
	18	10		91	25		250	31
	16	11		87	26		241	36
	10	13		79	27		238	37
	7	15		71	29		229	38
				63	30		220	39
127	120	1		55	31		211	41
	113	2		47	42		202	42
	106	3		45	43		193	43
	99	4		37	45		184	45
	92	5		29	47		175	46
	85	6		21	55		166	47
	78	7		13	59		157	51
	71	9		9	63		148	53
	64	10					139	54
	57	11					130	55
	50	13	511	502	1		121	58
	43	14		493	2		112	59
	36	15		484	3		103	61
	29	21		475	4		94	62
	22	23		466	5		85	63
	15	27		457	6		76	85
	8	31		448	7		67	87
				439	8		58	91
255	247	1		430	9		49	93

Apêndice C - Programa em Linguagem BASIC para Determinar a Raiz
c da Equação

$$2^c - 1 = C_N^1 + C_N^2 + \dots + C_N^t$$

```
010 INPUT N, T
020 LET R = 0
030 LET S = 1
040 LET Y = N
050 FOR K = 1 TO T
060 LET S = S*K
070 IF K = 1 GOTO 90
080 LET Y = Y*(N-K-1)
090 LET Z = Y/S
100 LET R = R + Z
110 NEXT K
120 LET C = LTW(R + 1)
130 PRINT R; C
140 STOP
```


Apêndice D - Resultados do Programa do Apêndice A para Códigos de comprimento da forma $2^x - 1$

$P = 10^{-1}$	$Q = 2 \times 10^{-2}$	$S/R = 7 \text{ dB}$	N	T	R	M
			15	2	0,261431	0,184061
			15	3	0,261431	5,55563E-2
			15	4	0,261431	1,272048E-2
			15	5	0,261431	2,249670E-3
$P = 4 \times 10^{-2}$	$Q = 3 \times 10^{-3}$	$S/R = 11 \text{ dB}$	15	2	4,406718E-2	2,029180E-2
			15	3	4,406718E-2	2,449695E-3
$P = 10^{-2}$	$Q = 2 \times 10^{-4}$	$S/R = 17 \text{ dB}$	15	2	2,995804E-3	4,158027E-4
			15	3	2,995804E-3	1,249759E-5
$P = 5 \times 10^{-3}$	$Q = 10^{-4}$	$S/R = 20 \text{ dB}$	15	2	8,498950E-3	5,437116E-5
			15	3	8,498950E-3	8,163596E-7
$P = 10^{-1}$	$Q = 2 \times 10^{-2}$	$S/R = 7 \text{ dB}$	31	3	0,465424	0,376170
			31	4	0,465424	0,193201
			31	5	0,465424	8,342059E-2
$P = 4 \times 10^{-2}$	$Q = 3 \times 10^{-3}$	$S/R = 11 \text{ dB}$	31	3	8,893386E-2	3,404503E-2
			31	4	8,893386E-2	7,290892E-3
$P = 10^{-2}$	$Q = 2 \times 10^{-4}$	$S/R = 17 \text{ dB}$	31	2	6,181436E-3	3,646012E-3
			31	3	6,181436E-3	2,535490E-4
$P = 10^{-1}$	$Q = 2 \times 10^{-2}$		63	5	0,719945	0,611700
			63	6	0,719945	0,444212
			63	7	0,719945	0,292676

$P = 10^{-2}$,	$Q = 2 \times 10^{-4}$		
63		3	1,25220E-2	3,726242E-3
63		4	1,25220E-2	4,341004E-4
$P = 10^{-1}$,	$Q = 2 \times 10^{-2}$		
127		8	0,923138	0,898063
127		9	0,923138	0,827409
$P = 4 \times 10^{-2}$,	$Q = 3 \times 10^{-3}$		
127		6	0,317213	0,246788
127		7	0,317213	0,137600
$P = 10^{-2}$,	$Q = 2 \times 10^{-4}$		
127		4	2,508261E-2	9,306056E-3
127		5	2,508261E-2	1,846318E-3
$P = 10^{-1}$,	$Q = 2 \times 10^{-2}$		
255		14	0,994210	0,992821
255		15	0,994210	0,986252
$P = 4 \times 10^{-2}$,	$Q = 3 \times 10^{-3}$		
255		10	0,535201	0,442464
255		10	0,535201	0,324257
$P = 10^{-2}$,	$Q = 2 \times 10^{-4}$		
255		5	4,972618E-2	4,458222E-2
255		6	4,972618E-2	1,511496E-2
$P = 5 \times 10^{-3}$,	$Q = 10^{-4}$		
255		4	2,517886E-2	9,663856E-3
255		5	2,517886E-2	1,954686E-3
$P = 5 \times 10^{-3}$,	$Q = 10^{-4}$		
511		5	4,981878E-2	4,536477E-2
511		6	4,981878E-2	1,551958E-2
$P = 10^{-2}$,	$Q = 2 \times 10^{-4}$		
511		8	9,716026E-2	7,450113E-2
511		9	9,716026E-2	3,522528E-2

B I B L I O G R A F I A

- 1) ABRAMSON, N. Information Theory and Coding, McGraw-Hill Book Company, New York, 1963.
- 2) BRENNAN, D.G., Linear Diversity Combining Techniques, Data Communication Via Fading Channels, IEEE Press, New York 1975.
- 3) BETTS, J. S., H. F. Communications, English University Press, 1967.
- 4) BELLO, P. A., NELIN, B. D., The Influence of Fading Spectrum on the Binary Probabilities of Incoherent and Differentially Coherent Matched Filter Receivers, Data Communications via Fading Channels, IEEE Press, New York, 1975.
- 5) BENEDETTO, S., BIGLIERI, E., CASTELLANI, V., Combined Effects of Intersymbol, Interchannel and Co-Channel Interference in M-ary CPSK Systems IEEE Transactions on Communication, September 1973 Vol. Com-21 number 9.
- 6) CHAKRABORTY, D. GOLDING, L. S., Wide-Band Digital Transmission over Analog Radio Relay Links, IEEE Transactions on Communication, Nov 1975 Vol. Com-23, number 11.
- 7) COLAVITO, C., SANT'AGOSTINO, M., Binary and Quaternary PSK Radio Systems in Multiple-Interference Environment, IEEE Transactions on Communications, September 1973, Vol. Com-21 number 9.
- 8) DULUKANOV, M., Propagation of Radio Waves, Mir Publishers, Moscow 1971.
- 9) FLACK, M. M., WHITTAKER, A., Microwave Communication, Telephone Engineer & Management, April, 1968.
- 10) FREEMAN, R. L., Telecommunication Transmission Handbook, John Wiley & Sons, New York 1975.
- 11) FEHER, K., PhD Thesis University of Sheerbrook, Canada 1974.
- 12) FEHER, K., GOULET, R., MORISSETE, S., 1,544 Mbit/s Data Above FDM Voice and Data Under Voice Microwave Transmission, IEEE Transactions on Communication, Nov 1975, Vol Com-23, number 11.

- 13) FANG, R., SHIMBO, O., Unified Analysis of a Class of Digital Systems in Additive Noise and Interference, IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-21, october 1973.
- 14) HILLS, M. T., EVANS, B. G., Transmission Systems Vol. 1, George Allen & Unwin Ltd, London 1973.
- 15) KWAN, R. K., Advances in Digital Radio Systems, IEEE Transactions on Communication, February 1973, Vol. Com-21 number 2.
- 16) LAW, H.G., The Detectability of Fading Radiotelegraph Signals in Noise, Data Communication Via Fading Channels, IEEE Press, New York 1975.
- 17) LIVINGSTON, D. C., The Physics of Microwave Propagation, Prentice Hall, Inc, Englewood Cliffs N. J., 1970.
- 18) LATHI, B. P., Random Signals and Communication Theory, Intertext books, London 1968.
- 19) MODE, E. B., Elements of Probability and Statistics, Prentice Hall, Inc, Englewood Cliffs, N. J, 1966.
- 20) MIYAGAKI, Y. MORINAGA, N. NAMEKAWA, T., Error Probability Characteristics for CPSK Signal Through m-Distributed Fading Channel, IEEE Transactions on Communication, January 1978, Vol. Com-26, number 1.
- 21) PETERSON, W. W., WELDON, E. J., Error Correcting Codes, MIT Press, Massachusetts 1972.
- 22) PIERCE, J. N., Theoretical Diversity Improvement in Frequency Shift-Keying, Data Communication Via Fading Channels, IEEE Press, New York 1975.
- 23) PINES, J., BARRADAS, O., Sistemas Multiplex, Embratel/Livros Técnicos e Científicos, Rio de Janeiro 1977.
- 24) PANTER, P. F., Communication Systems Design - Line-of-Sight and Tropo-scatter Systems, McGraw-Hill, New York 1972.
- 25) RUTHROFF, C. L., Multiple-Path Fading on Line-of-Sight Microwave Radio Systems as a Function of Path Length and Frequency, BSTJ Vol. 50 September 1971, number 7.
- 26) SILVA, G., Sistemas Radiovisibilidade, Embratel Livros Técnicos Científicos, Rio de Janeiro, 1977.
- 27) SUNDE, E. D., Communication Systems Engineering Theory, John Wiley & Sons, Inc, New York, 1969.
- 28) SCHWARTZ, M., BENNET, W. R., STEIN, S., Communication Systems and Techniques, McGraw-Hill Book Company, New York, 1966.

- 29) SAUNDERS, M. J., Cross Polarization at 18 and 30 GHz due to the Rain, IEEE Transactions on Antenas and Propagation, March 1971, Vol. AP-19, number 2.
- 30) TRECIOKAS, R., Application of Forward-Error Correction to a Rayleigh Fading H.F. Communication Channel. Proceedings of IEE, March 1978, Vol. 125, number 3.
- 31) VILAR, R., ROCHA, I., Adaptive Majority Multiplexing Using Soft Decision (para ser publicado).