

ESTUDO DE VÁRIOS SISTEMAS  
DE  
"SPEECH SCRAMBLERS" PARA SSB

TONG YUAN

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS CURSOS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS (M.Sc.).

Aprovado por:



---

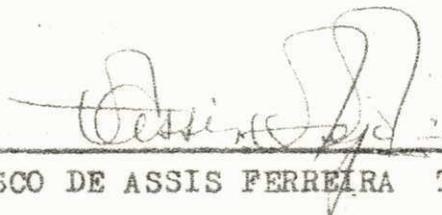
HERMANUS HENRICUS TOMESEN



---

PETER ROBERT METZ

- Orientador -



---

FRANCISCO DE ASSIS FERREIRA TEJO

CAMPINA GRANDE  
ESTADO DA PARAÍBA - BRASIL  
MARÇO - 1973





Y945e Yuan, Tong.  
Estudo de vários sistemas de "Speech Scramblers" para SSB / Tong Yuan. - Campina Grande, 1973.  
79 f.

Dissertação (Mestrado em Ciências) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1973.  
"Orientação : Prof. Peter Robert Metz".  
Referências.

1. Radiocomunicação. 2. Radiocomunicação - Sistemas de Transmissão. 3. Speech Scramblers. 4. Dissertação - Ciências. I. Metz, Peter Robert. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.396(043)

## AGRADECIMENTOS

O autor deseja expressar sinceros agradecimentos:

— ao Professor Peter Robert Metz, pela orientação deste trabalho;

— ao Professor Hermanus Henricus Tomesen, pela aprovação e críticas deste texto;

— ao Professor Francisco de Assis Ferreira Tejo, pela aprovação e revisão final deste texto;

— ao Professor Wilson Guerreiro Pinheiro, pelo auxílio de transcrever o manuscrito deste texto;

— ao futuro Engenheiro Químico Marcos Antonio Firmi no Batista, pelo auxílio de ter datilografado este trabalho em horário inconveniente.

## Í N D I C E

	pag.
<u>RESUMO</u> .....	iii
<u>LISTA DE SÍMBOLOS</u> .....	iv
<u>LISTA DE FIGURAS</u> .....	v
<u>LISTA DE TABELAS</u> .....	viii
CAPÍTULO 1 - <u>INTRODUÇÃO</u> .....	1
CAPÍTULO 2 - <u>NATUREZA DA VOZ HUMANA</u> .....	3
2.1 <u>Generalidades</u> .....	3
2.2 <u>Classificação da Voz Humana</u> .....	3
2.3 <u>Inteligibilidade Versus Limitação de Espectro</u> ...	4
CAPÍTULO 3 - <u>TIPOS DE "SPEECH SCRAMBLER" NO DOMÍNIO DE</u> <u>FREQUÊNCIA</u> .....	9
3.1 <u>Inversão de Espectro</u> .....	9
3.2 <u>Divisão de Espectro</u> .....	12
3.2.1 <u>Divisão em Duas Partes</u> .....	12
3.2.2 <u>Divisão em Maior Número de Sub-Faixas</u> .....	13
3.2.3 <u>Avaliação dos Códigos</u> .....	14
3.2.3.1 <u>Teste de Códigos</u> .....	14
3.2.3.2 <u>Escolha de Códigos Úteis</u> .....	17
3.2.3.3 <u>Aplicação da Divisão em Três Partes</u> .....	19
3.3 <u>Amostragem de Espectro</u> .....	20
3.3.1 <u>Características do Filtro Passa-Faixa</u> .....	20

3.3.1.1	<u>Filtro Passivo em Cascata</u> .....	20
3.3.1.2	<u>Filtro a Cristal</u> .....	22
3.3.2	<u>Amostragem de Espectro em Seis Partes</u> .....	23
3.3.3	<u>"Speech Scrambler" Usando Amostragem de Espectro</u> .....	23
CAPÍTULO 4 - <u>"SPEECH SCRAMBLING" DIGITAL NO DOMÍNIO DO TEMPO</u> .....		30
4.1	<u>Generalidades</u> .....	30
4.2	<u>Conversão Análogo-Digital</u> .....	33
4.3	<u>"Speech Scrambler" Digital Usando OU Exclusivo</u> ..	33
4.4	<u>Diagramas de Blocos</u> .....	34
CAPÍTULO 5 - <u>CONCLUSÕES</u> .....		41
APÊNDICE A - <u>AVALIAÇÃO DOS CÓDIGOS DE UM "SPEECH SCRAMBLER" POR DIVISÃO DE ESPECTRO</u> .....		42
APÊNDICE B - <u>PROJETO DE FILTRO PASSA-FAIXA</u> .....		48
B.1	<u>Filtro Passa-Faixa de Butterworth</u> .....	48
B.2	<u>Filtro Passa-Faixa de Chebishev</u> .....	55
APÊNDICE C - <u>"SPEECH SCRAMBLER" DIGITAL</u> .....		59
C.1	<u>OU Exclusivo</u> .....	59
C.2	<u>Mudança de Ordem Sequencial Binária</u> .....	66
<u>BIBLIOGRAFIA</u> .....		78

R E S U M O

Neste trabalho são estudados quatro tipos de "speech scrambler": por inversão de espectro, por divisão de espectro, por amostragem de frequência e digital.

Para cada caso são analisadas suas vantagens e desvantagens.

LISTA DE SÍMBOLOS

AF	Áudio Freqüência
Amp. Oper.	Amplificador Operacional
B	Largura de Faixa
Chave T - R	Chave Transmite-Recebe
dB	Decibel
FLI	Faixa Lateral Inferior
FLS	Faixa Lateral Superior
FPA	Filtro Passa-Alta
FPB	Filtro Passa-Baixa
FPF	Filtro Passa-Faixa
Hz	Hertz
M.B.	Modulador Balanceado
ns	Nanosegundo
O.L.	Oscilador Local
Osc.	Oscilador
SSB	Single Side Band
us	Microsegundo

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	<u>Distribuição de Energia da Fala Normal</u> .....	5
Figura 2.2	<u>Inteligibilidade da Palavra versus Erro de Frequência</u> .....	7
Figura 3.1	<u>Diagrama de Blocos de uma "Speech Scrambler" com Espectro Invertido</u> .....	9
Figura 3.2	<u>Conversão Espectral de um Espectro de "Speech Scrambler" Invertido</u> .....	11
Figura 3.3	<u>Possíveis Combinações das Duas Sub-Faixas do "Speech Scrambler"</u> .....	12
Figura 3.4	<u>Dois Códigos Relativos</u> .....	15
Figura 3.5	<u>Códigos Relativos</u> .....	17
Figura 3.6	<u>Características do Filtro Passa-Faixa</u> .....	20
Figura 3.7	<u>Filtro a Cristal</u> .....	22
Figura 3.8	<u>Amostragem do Espectro de Voz</u> .....	23
Figura 3.9	<u>Diagrama de Blocos de um "Speech Scrambler"</u> ..	25
Figura 3.10	<u>Conjuntos de Osciladores para o "Speech Scrambler" da Figura (3.9)</u> .....	26
Figura 3.11	<u>Espectro de Voz com Onze Locações na Faixa</u> ...	26
Figura 3.12	<u>Diagrama de Blocos de "Speech Scrambler" de Seis Sub-Faixas com Localização Variável das Sub-Faixas</u> .....	28
Figura 3.13	<u>Conjuntos de Osciladores do "Speech Scrambler" da Figura (3.12)</u> .....	29
Figura 4.1	<u>Conversor Digital-Análogo</u> .....	31
Figura 4.2	<u>Conversor Análogo-Digital</u> .....	32

Figura 4.3	<u>"Speech Scrambler" Digital Usando OU Exclusivo</u>	34
Figura 4.4	<u>Conversão entre Sinais Análogos de Saída e Entrada de um "Speech Scrambler" Digital de 7-bits Binários (Código usado: 1010101) .....</u>	35
Figura 4.5	<u>Diagrama de Blocos de um "Speech Scrambler" Digital Usando OU Exclusivo (Transmissor) .....</u>	37
Figura 4.6	<u>Formas de Ondas aos Vários Pontos de Interesse do "Speech Scrambler" Digital da Figura (4.5).</u>	38
Figura 4.7	<u>Diagrama de Blocos de um "Speech Descrambler" Digital Usando OU Exclusivo (Receptor) .....</u>	39
Figura 4.8	<u>Formas de Ondas aos Vários Pontos de Interesse do "Speech Descrambler" Digital da Figura (4.7) .....</u>	40
Figura B.1	<u>Filtro Passa-Baixa de Butterworth .....</u>	53
Figura B.2	<u>Transformação de Componentes, Passa-Baixa para Passa-Faixa do Filtro Butterworth .....</u>	53
Figura B.3	<u>Filtro Passa-Faixa de Butterworth .....</u>	54
Figura B.4	<u>Relação entre os Valores Normalizados de k e q e L C R para o Projeto do Filtro .....</u>	56
Figura B.5	<u>Filtro Passa-Faixa de Chebishev (com 5 pólos)</u>	57
Figura C.1	<u>"Speech Scrambler" Digital Usando OU Exclusivo (Reversível) .....</u>	59
Figura C.2	<u>Conversão entre os Sinais de um "Speech Scrambler" Digital Usando OU Exclusivo (para os Códigos 1010101 e 1010110) .....</u>	60
Figura C.3	<u>"Scrambling" e "Descrambling" Digital Usando Mudança de Ordem Digital .....</u>	66
Figura C.4	<u>"Speech Scrambling" Digital Usando Mudança de Ordem Digital (Reversível) .....</u>	68

- Figura C.5 Conversão entre os Sinais Análogos de Entrada e Saída de um "Speech Scrambler" Digital (7-bits) por Mudança de Ordem Digital (Mudança de Ordem Digital Usando:  $B_3B_0B_1B_2B_4B_6B_5$ ) .... 69
- Figura C.6 Conversão entre os Sinais Análogo de Entrada e Saída de um "Speech Scrambler" Digital (7-bits) por Mudança de Ordem Digital (Mudança de Ordem Digital:  $B_1B_0B_2B_6B_3B_4B_5$ ) ..... 70
- Figura C.7 Conversão entre os Sinais Análogo de Entrada e Saída de um "Speech Scrambler" Digital (7-bits) por Mudança de Ordem Digital (Mudança de Ordem Digital:  $B_0B_4B_5B_1B_2B_3B_6$ ) ..... 70

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	<u>Espectro Acústico de Voz Humana</u> .....	6
Tabela A.1	<u>Divisões de Espectro em 3 Sub-Faixas</u> .....	42
Tabela A.2	<u>Classificação das Combinações de Acordo com o Grau de Inteligibilidade</u> .....	44
Tabela A.3	<u>Códigos a Serem Testados</u> .....	46
Tabela C.1	<u>Conversões entre Sinais de Entrada e Saída de um 7-bits "Speech Scrambler" Digital Usando Circuito OU Exclusivo</u> .....	61
Tabela C.2	<u>Conversões entre Sinais de Entrada e Saída de um 7-bits "Speech Scrambler" pela Mudança de Posição Relativa Digital</u> .....	72

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

Desde a invenção do rádio e do telefone, as comunicações são feitas através do espaço livre ou de linhas de transmissão. Estes canais são bastante vulneráveis para rádios-amadores ou "telephone tappers" que desejem interceptar alguma informação através dos mesmos.

Em alguns casos é essencial que as comunicações sejam privadas, isto é, as conversações via rádio devem ser completamente ininteligíveis para certas pessoas. Para destruir a inteligibilidade, nada parece mais simples do que introduzir distorções suficientes, de tal modo a alterar as características da mensagem.

É possível tornar uma dada conversação inteligível, apenas, para um determinado receptor. Entretanto, o assunto é por demais complexo e foge ao escopo deste trabalho.

Por outro lado, as comunicações via rádio, especialmente em sistemas SSB, já sofrem inúmeras limitações devidas, a ruídos, "fading", largura de faixa bem como distorções e interferências. Estas limitações não poderão ser diminuídas pelo acréscimo de circuitos de "scrambling". Do mesmo modo, as características peculiares da voz e do ouvido humanos acrescentam mais uma dificuldade para a resolução do problema.

De acordo com o exposto acima, o acréscimo de um circuito de "speech scrambler" em um determinado tipo de rádio, deve satisfazer às seguintes exigências:

1. O circuito acrescentado não deve reduzir a qualidade do sistema original: em outras palavras, o sinal de

voz "descrambled" deve possuir o mínimo de distorções, antes da detecção.

2. O sinal de voz "scrambled" deve ser completamente intelegível para todos, exceto para o sistema receptor a que deverá se destinar a comunicação privada.

## CAPÍTULO 2

### NATUREZA DA VOZ HUMANA

#### 2.1 - Generalidades

Para se construir um "speech scrambler" nos domínios da frequência ou do tempo, é necessário, em primeiro lugar, fazer uma análise aprofundada da natureza e características da voz humana.

#### 2.2 - Classificação da Voz Humana

Sabemos que a voz humana é produzida através de cavidades ressonantes formadas pela garganta, boca e nariz. Apresenta-se, de um ponto de vista geral, sob a forma de uma complexa forma de onda modulada. A portadora de voz pode se apresentar sob dois aspectos, a saber: o tom das cordas vocais e o sussurro. Ao contrário das ondas de rádio, que possuem uma única portadora, a portadora de voz consiste de um tom fundamental mais uma ampla faixa de tons harmônicos; a portadora de sussurro pode ser considerada como ruído.

Harvey Fletcher<sup>1</sup> determinou a existência de 39 sons básicos que podem ser distinguidos de imediato por uma pessoa com conhecimento médio da língua inglesa. Tais sons estão divididos em 6 grupos:

- Vogais
- Ditongos
- Transicionais
- Semi-vogais
- Consoantes fricativas
- Consoantes bilabiais

Os dois últimos tipos de consoantes podem ser subdivididos em dois grupos: consoantes sonoras (por exemplo, "B") e

consoantes surdas (por exemplo, "P").

Os sons das vogais são produzidos quando as cordas vo<sub>ca</sub>is, em vibração, passam livremente através do aparelho fona<sub>do</sub>r (por exemplo, a vogal "O"). Por outro lado, as consoantes surdas bilabiais são produzidas por um trem de ondas de curta duração, repentinamente liberado pela abertura dos lábios (por exemplo, a consoante "P").

Muito embora não haja uma distinção acentuada entre quaisquer dois grupos adjacentes, é bem definida a sua varia<sub>ção</sub> gradual na característica sonora.

### 2.3 - Inteligibilidade Versus Limitação de Espectro

Ao produzirem os diferentes sons, as formas de onda mo<sub>du</sub>ladas da voz humana podem ser caracterizadas em três tipos, quais sejam: dois de frequência modulada e um de amplitude mo<sub>du</sub>lada.

Além disso, a portadora aparece e desaparece quando uma pessoa começa ou termina, respectivamente, de falar.

A modulação de amplitude é responsável por uma varia<sub>ção</sub> na envoltória da pressão sonora, de acordo com as sílabas e palavras pronunciadas. A remoção da envoltória dará maior ên<sub>f</sub>ase aos sons de baixo nível, tornando-os predominantes. Em particular, os sussurros tornar-se-ão audíveis, porém, sem al<sub>te</sub>ração da inteligibilidade original.

O primeiro tipo de modulação de frequência é responsá<sub>vel</sub> pelas inflexões na voz como, por exemplo, nas ênfases, no conteúdo emocional, nas interrogações, etc.. Muitas transmis<sub>ões</sub> continuariam inteligíveis sem a presença dessas infle<sub>xões</sub>, muito embora os sons parecessem monótonos e mecânicos.

O segundo tipo de modulação de frequência é o mais im<sub>portante</sub> porque determina a estrutura dos sons básicos. As ca

vidades ressonantes formadas pela garganta, boca e nariz, produzem distintos picos na resposta de frequência, modificando, assim, os conteúdos harmônicos da portadora de voz. Estas modificações no conteúdo harmônico darão lugar a uma diferente estrutura de som percebida pelo ouvido humano (lembramos que o ouvido humano percebe cada frequência, separadamente).

De acordo com a figura 2.1 abaixo, a curva de distribuição de energia da fala normal começa a cair de cerca de 8 ou 9 dB/oitava, acima de 600 ou 800 Hz.

Isto nos possibilita limitar o espectro de voz a uma largura de faixa entre 200 a 3000Hz, sem, entretanto, se notar distorção marcante. Na prática, esta redução da largura de faixa da voz humana implica, na ausência de ruído, em uma redução de, apenas, 1% na inteligibilidade da palavra média. Uma redução da largura de faixa de voz entre 200 e 2000 Hz implica, por sua vez, na ausência de ruído, em uma redução de, apenas, 5% na inteligibilidade da palavra média.

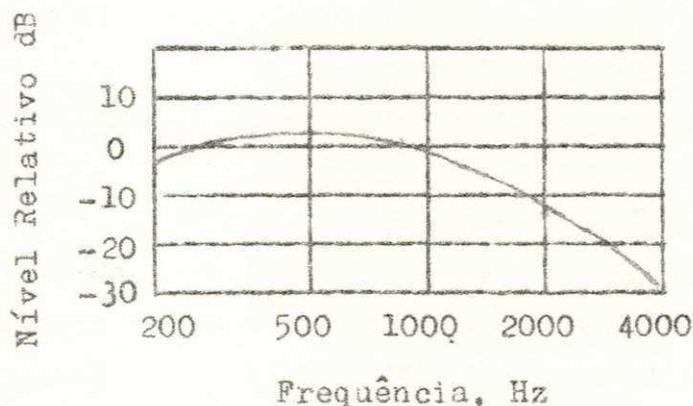


Figura 2.1 - Distribuição de Energia da Fala Normal

A amostragem de frequência em vários pontos do espectro também restringe a largura de faixa de voz. J. Das<sup>2</sup> usou um amostrador consistindo de 6 filtros, cada um dos quais com largura de faixa nominal de 200 Hz e com um espaçamento de 600 Hz, tendo conseguido uma inteligibilidade de 85%, na ausência de ruído.

A inteligibilidade de uma frase é, sem dúvida, maior que a inteligibilidade de uma palavra. Embora o ouvido humano possa perceber sons com frequência da ordem de 16.000 Hz, os sons fundamentais da voz não excedem, normalmente, 1.200 Hz, como ilustra a tabela 2.1.

Baixo	87	—	330 Hz
Barítono	100	—	350 Hz
Tenor	130	—	500 Hz
Contralto	130	—	700 Hz
Soprano	250	—	1200 Hz

Tabela 2.1 - Espectro Acústico da Voz Humana

Isto sugere que a eficiência do "speech-scrambler" na parte superior do espectro é menor do que aquela na parte inferior. Como a portadora de uma consoante se assemelha a um ruído branco, o som consonantal do "scrambling" nos parece inútil, isto porque, qualquer que seja a variação do espectro, as consoantes ainda se apresentam como se fossem ruído de faixa-larga.

Embora o ouvido humano seja sensível a distorções harmônicas, isto não implica que a voz de conteúdo harmônico anormal seja completamente ininteligível. Por exemplo, a fala de um estrangeiro pode ser entendida, mesmo que ele pronuncie mui

tas palavras com distorção harmônica, o mesmo acontecendo com crianças e certas pessoas de um mesmo país.

Para um tom natural de voz em um sistema SSB é tolerável, na ausência de ruído, um erro de frequência de até 50 Hz<sup>3</sup>. Além deste limite haverá uma diminuição na inteligibilidade. Todavia, é permissível um maior erro de frequência até que haja uma séria perda de inteligibilidade, como se pode ver na figura 2.2.

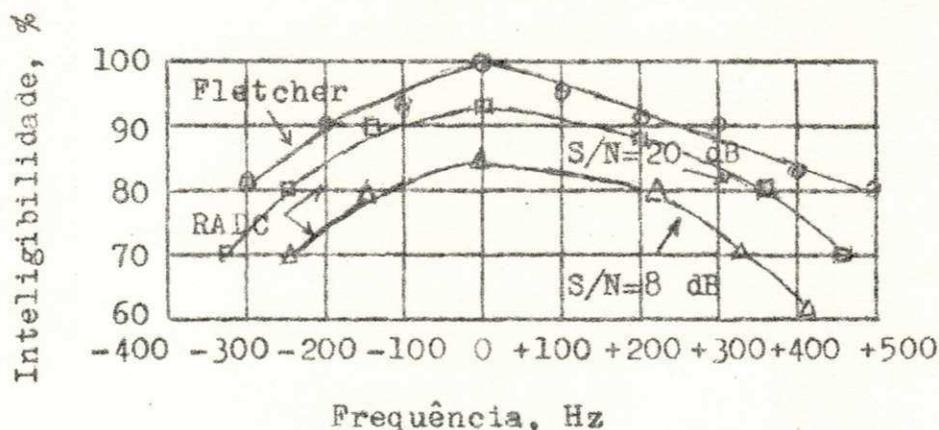


Figura 2.2 - Inteligibilidade da Palavra versus Erro de Frequência

A curva de Fletcher<sup>4</sup> é traçada com alta relação sinal/ruído. A curva típica da "Rome Air Development Center of the United States Air Force - (RADC)" é traçada com uma relação sinal/ruído menor.

Na figura 2.2 acima observamos que, mesmo para um erro frequência de +500 Hz, a inteligibilidade da palavra média, na ausência de ruído, ainda é de cerca de 80%

A influência do ruído pode também ser observada na mesma figura: com uma relação sinal/ruído de 20 dB, a inteligibi

lidade das palavras é aproximadamente de 95%, enquanto que para uma relação sinal/ruído de 8 dB é de aproximadamente 85%.

Por outro lado, uma recepção de conversação com um menor grau de "fading", eco ou outros tipos de ruído, podem ser também inteligíveis. Logicamente, o grau de inteligibilidade dependerá das quantidades de distorção harmônica e de ruído. Não se tem um método definido para determinar o grau de inteligibilidade de uma comunicação, senão através de métodos experimentais.

Por conseguinte, a par de todas as desvantagens descritas anteriormente, concluímos que "scrambled speech" não será ininteligível, a menos que possa haver uma maior variação de frequência do espectro de voz.

---

#### Referências:

1. Veja Bibliografia 3, P 1.
2. Veja Bibliografia 2, P 298.
3. Veja Bibliografia 3, P 1667.
4. Veja Bibliografia 10, P 29.

## CAPÍTULO 3

TIPOS DE "SPEECH SCRAMBLER" NO DOMÍNIO DE FREQUÊNCIA3.1 - Inversão de Espectro

Como a largura de faixa do espectro vocal de um sistema de rádio especialmente SSB, é limitada em 3 KHz, a maneira mais simples de intercambiar o espectro vocal parece ser por inversão, i.e., as componentes de baixa frequência tornam-se altas e vice-versa. Isto pode ser feito através de um arranjo adequado de circuito, construindo-se um inversor de frequências, como é demonstrado no diagrama da figura 3.1.

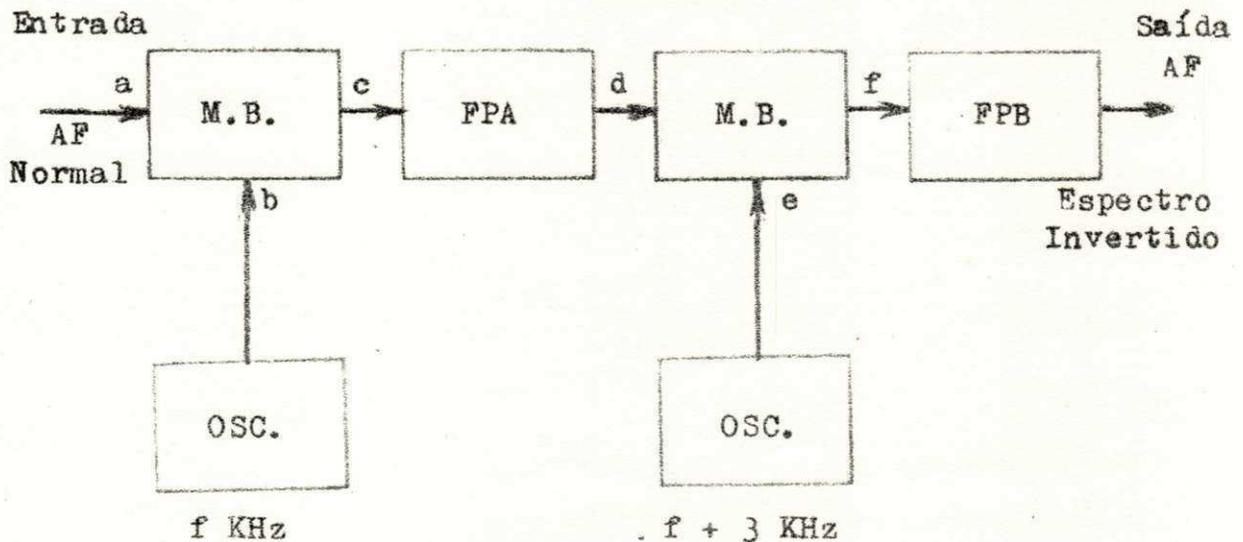


Figura 3.1 - Diagrama de Blocos de uma "Speech Scrambler" com Espectro Invertido

O sistema consiste de dois moduladores balanceados heterodinos e dois osciladores com uma diferença de frequência de 3 KHz. A fala invertida é selecionada convenientemente por dois filtros, um passa-altas (FPA) e um passa-baixas (FPB), durante o processo. A saída pode ser obtida por convolução do sinal de AF normal com relação às frequências dos osciladores como se vê na figura 3.2.

O resultado deste método de "speech scrambler" é bastante satisfatório, apesar de as frequências próximas ao meio da faixa (1,5 KHz) mudarem muito pouco. Todavia, a simples inversão de frequências por si só não tem muito valor, sendo bastante fácil reinvertê-lo por meio de um deslocamento da frequência do O.L.. Tal sistema é apropriado, talvez, somente para transmissão e recepção DSB (Double Side Band), já que em SSB a troca entre FLS e FLI corresponde exatamente à inversão, o que, na realidade, é uma ilusão para o sentido privativo do "speech scrambling".

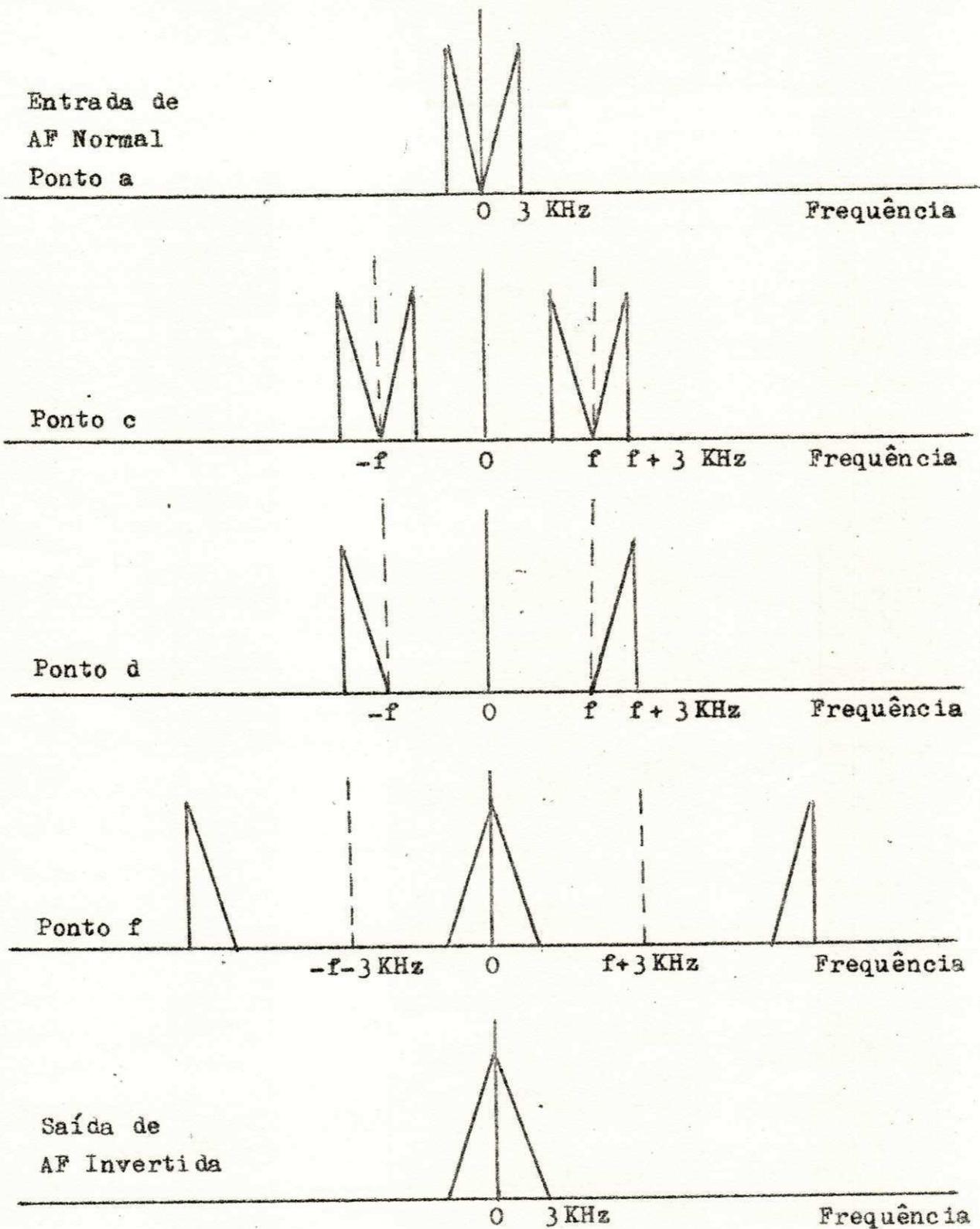


Figura 3.2 - Conversão Espectral de um Espectro de Voz Invertido

### 3.2 - Divisão de Espectro

Apesar de a simples inversão de espectro não ser prática, o princípio básico da inversão pode ser usado para a obtenção de "speech scrambler" por divisão de espectro. Para ampliar o número de códigos e evitar perda de sigilo nas comunicações, o espectro de voz pode ser dividido em sub-faixas que são intercambiadas antes da transmissão. Algumas sub-faixas, por exemplo, podem ser invertidas, outras não, podendo-se ainda variar as suas posições relativas. A sub-divisão é obtida com o uso de filtros passa-faixa. Não deve haver superposição total ou parcial entre as sub-faixas; caso contrário, o processo de "descrambling" apresentar-se-á com distorção. Se for usado o mesmo circuito para "scrambling" e "descrambling", diz-se que o circuito é reversível. Devem-se evitar, neste caso, os códigos irreversíveis. No circuito reversível, só são possíveis as inversões de sub-faixas da mesma ordem (isto é ambas normais ou ambas invertidas).

#### 3.2.1 - Divisão em Duas Partes

Dividindo-se, por exemplo, o espectro de voz em duas sub-faixas verifica-se que há um total de 8 ( $= 2^2 \times 2!$ ) combinações possíveis, como mostra a figura 3.3.

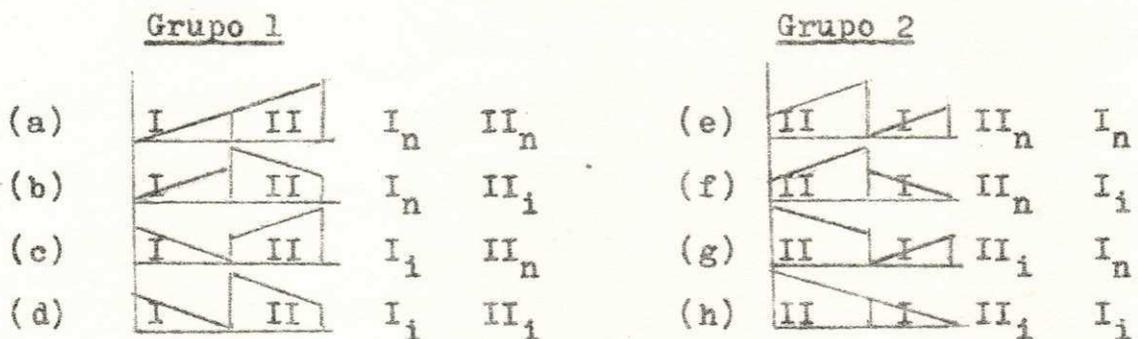


Figura 3.3 - Possíveis Combinações das Duas Sub-Faixas do "Speech Scrambler"

Como o espectro de voz é dividido em duas sub-faixas, há  $2 (= 2!)$  possíveis grupos com respeito à posição relativa da sub-faixa: no grupo 1, as duas sub-faixas estão em suas posições originais, enquanto que no grupo 2, é trocada a posição relativa das mesmas. Cada grupo consiste de  $4 (= 2^2)$  possíveis combinações, de acordo com a própria ordem de cada sub-faixa, tanto normal (n) quanto invertida (i). Por isso, existe um total de  $2^2 \times 2! = 8$  combinações de códigos.

De acordo com o que mostra a figura 3.3 às combinações (a) e (h) não se prestam para "scrambling" nos casos, respectivamente, de recepção SSB normal e invertida. As combinações (f) e (g) não são reversíveis porque as duas sub-faixas se apresentam com ordens diferentes, uma normal e outra invertida. As combinações (b) e (c) só têm "scrambling" na metade do espectro de voz, o que será suficiente para que sejam inteligíveis.<sup>1</sup> Finalmente, as combinações (d) e (e) parecem ser aconselháveis como código de "speech scrambler" para SSB. Entretanto, as mesmas podem ser detetadas pela variação da frequência do oscilador local (deteção da metade do espectro). Por essas razões, a divisão do espectro em duas partes não é adequada como forma de "speech scrambling" para o sistema SSB.

### 3.2.2 - Divisão em Maior Número de Sub-Faixas

Para se obter códigos mais adequados, torna-se, então, necessário sub-dividir o espectro em maior número de sub-faixas. Quanto maior for o número de sub-divisões do espectro, mais códigos se podem obter. Percebe-se de imediato, que há uma limitação no número de sub-divisões, devido à dificuldade de construção dos filtros. Como, dentre um grande número de códigos possíveis, apenas alguns deles são os mais adequados, é de se perguntar se a complexidade dos circuitos e a perda de fidelidade, justificam o aumento do número de códigos.

A seguir, é analisada a divisão do espectro de voz em muitas partes para o caso de sistema SSB.

Um total de  $2^n \times n!$  combinações possíveis de códigos é resultante de  $n!$  grupos obtidos pela permutação das sub-faixas sendo que cada grupo consiste de  $2^n$  combinações de cada sub-faixa em ordem normal ou invertida, em sequência binária. Se forem de interesse apenas circuitos reversíveis, as combinações de alguns grupos, poderão ser desprezadas inteira ou parcialmente. Outras combinações, embora reversíveis, poderão também ser desconsideradas, pelo fato de mais da metade do espectro poder ser detetado por receptores sintonizados na FLS ou na FLI. Estas suposições podem ser constatadas experimentalmente. Quando metade ou menos do espectro for detetado, deve-se verificar experimentalmente o grau de inteligibilidade. Não é surpresa que um grupo de sinais constituídos da mesma parcela de espectro normal, de frequências mais baixas, e de "scrambled" espectro de frequências mais altas, é completamente inteligível, desde que os fundamentos de vogais puras e o ruído-branco como consoantes são pouco afetados.

### 3.2.3 - Avaliação dos Códigos

Os códigos a serem analisados se apresentam em pares complementares, isto é, tendo o mesmo grau de "scrambling" quer para FLS, quer para FLI. Este fato tornará mais simples a escolha dos códigos úteis, já que a análise ficará resumida a, apenas, um dos códigos de um dado par complementar. Dos demais pares complementares, serão eliminados aqueles que forem irreversíveis, bem como aqueles que não têm "scrambling".

#### 3.2.3.1 - Teste de Códigos

O grau de semelhança dos espectros de vários códigos pode ser tal que a transmissão de uns possa ser detetada por

outros; serão denominados códigos relativos.

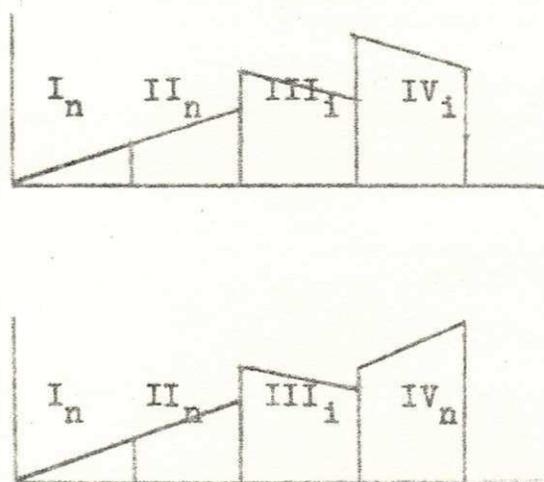


Figura 3.4 - Dois Códigos Relativos

Como se vê na figura 3.4, o segundo código pode ser usado para detetar o primeiro ou vice-versa. Para verificar se os códigos não são relativos, deve-se testar o grau de "scrambling" comparando cada código com os demais (teste cruzado).

Se o sistema de código tiver  $m$  códigos a testar com  $p$  pares complementares, o número de testes será dado por:

$$T = 2 \sum_{M=p}^m (M - p) \quad (3.1)$$

O fator 2 que aparece na equação (3.1) acima leva em conta a possibilidade de existência de ambos os sistemas: FLS e FLI.

Ainda, na equação (3.1) temos:

$T$  é o número total de testes necessários

$M$  é uma variável com relação a  $m$

$m$  é o número total de códigos a testar

$p$  é o número de pares complementares dentre  $m$ .

Este problema é equivalente à combinação de  $r$  objetos dentre  $n$  diferentes objetos (onde  $r < n$ ). Então, pode-se escrever:

$$\binom{n}{r} = \frac{n!}{r!(n-r)!} \quad (3.2)$$

Para levar em conta as duas possibilidades (FLS e FLI) acima descritas, deve-se multiplicar a equação (3.2) por 2, isto é:

$$T = \frac{2(n!)}{r!(n-r)!} \quad (3.3)$$

Onde:

$$r = 2$$

$$n = m - p + 1$$

O número 1 (um) da expressão de  $n$  acima corresponde ao teste feito quando não é usado nenhum código.

Substituindo os valores de  $r$  e  $n$  na equação (3.3) acima, e simplificando, obtém-se:

$$T = \frac{(m-p+1)!}{(m-p-1)!} = (m-p+1)(m-p) \quad (3.4)$$

Este resultado é idêntico ao obtido com a equação (3.1), como é fácil de verificar.

Se ao final dos testes, forem encontrados  $L$  códigos úteis, possuindo  $q$  pares complementares, o número total de códigos úteis será:

$$C = (L + q) \quad (3.5)$$

### 3.2.3.2 - Escolha de Códigos Úteis

Durante os testes, poderão ser encontrados os códigos relativos, como, por exemplo é mostrado na figura (3.5), onde os códigos relativos estão interligados por setas.

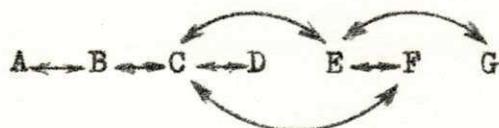


Figura 3.5 - Códigos Relativos

O comportamento imprevisível do relacionamento entre códigos complica o problema de escolha dos códigos úteis. Os códigos úteis da figura (3.5) podem ser obtidos facilmente por inspeção (ADFG ou BDFG). Todavia, sob circunstâncias mais complicadas um exame simples é impossível, tornando-se necessário usar um método analítico para obter os códigos úteis.

O método analítico se baseia na teoria dos conjuntos. Considerando-se os códigos como um conjunto e eliminando-se os códigos relativos, o máximo número possível de códigos não relativos que ainda podem representar o conjunto, será a escolha dos códigos úteis.

Ainda considerando o exemplo da figura (3.5) pode-se escrever que a união de todos os códigos é igual a um conjunto completo S, ou seja:

$$A + B + C + D + E + F + G = S \quad (3.6)$$

Quando dois códigos são relativos, pode-se dizer que sua interseção não é vazia, isto é:

$$\begin{aligned}
 AB &\neq \emptyset \\
 BC &\neq \emptyset \\
 CD &\neq \emptyset \\
 CE &\neq \emptyset \\
 EF &\neq \emptyset \\
 EG &\neq \emptyset \\
 CF &\neq \emptyset
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

Se for feita a interseção do conjunto completo  $S$  consigo mesmo, o resultado ainda será o conjunto completo, mas aparecerão os códigos relativos. De fato:

$$(A+B+C+D+E+F+G)(A+B+C+D+E+F+G) = S \tag{3.8}$$

$$A+B+C+D+E+F+G+AB+BC+CD+CE+EF+EG+CF = S \tag{3.9}$$

Ainda podemos escrever:

$$A+B+C+D+E+F+G+AB+C(B+D+E+F)+E(F+G) = S \tag{3.10}$$

Para se eliminar os códigos relativos e manter o maior número possível de códigos não relativos, pode-se fazer o sub-conjunto  $C$  conter  $B$ ,  $D$ ,  $E$  e  $F$ ; o sub-conjunto  $E$  conter  $F$  e  $G$  e  $A$  conter  $B$ , isto é:

$$\begin{aligned}
 C &= B+D+E+F \\
 E &= F+G \\
 A &= B
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Substituindo os resultados da equação (3.11) na equação (3.10), obtém-se o máximo número possível de códigos não relativos que ainda representam o conjunto  $S$ :

$$B+D+F+G = S \tag{3.12}$$

Portanto, no exemplo estudado, os códigos úteis não re

lativos são B, D, F e G. Note-se que fazendo  $B = A$  na equação (3.11), se obtém a outra solução possível (A, D, F e G).

### 3.2.3.3 - Aplicação da Divisão em Três Partes

A divisão do espectro de voz em três partes implica em 48 combinações possíveis, das quais 18 devem ser testados, (V. Apêndice A), a saber:

$I_n$	$II_i$	$III_i$	$III_n$	$II_n$	$I_i$
$I_i$	$II_n$	$III_i$	$III_n$	$II_i$	$I_n$
$I_i$	$II_i$	$III_n$	$III_i$	$II_n$	$I_n$
$I_n$	$III_n$	$II_i$	$II_n$	$III_i$	$I_i$
$I_n$	$III_i$	$II_i$	$II_i$	$III_n$	$I_i$
$I_i$	$III_n$	$II_n$	$II_i$	$III_i$	$I_n$
$II_n$	$I_i$	$III_n$	$III_i$	$I_n$	$II_i$
$II_i$	$I_n$	$III_n$	$III_n$	$I_i$	$II_i$
$II_n$	$I_n$	$III_i$	$III_i$	$I_i$	$II_n$

Onde a notação é a mesma usada na página<sup>12</sup> e os códigos dispostos na mesma linha horizontal são complementares.

Todo o trabalho despendido na construção dos filtros passa-faixa e dos osciladores e moduladores balanceados não compensa no caso presente, já que será relativamente fácil de tatar o código, usando-se dois receptores SSB com O.L. variável.

A divisão do espectro de voz em quatro ou mais sub-fai

as, aumentará, sem dúvida, a segurança das transmissões contra detecção paralela (isto é, detecção por meio de vários receptores com O.L. variável).

### 3.3 - Amostragem de Espectro

Dividindo-se o espectro em maior número de sub-faixas (por exemplo, 6 sub-faixas), reduz-se a possibilidade de detecção paralela. Usando-se o processo da amostragem, o projeto dos filtros torna-se mais fácil, além da vantagem da redução da largura de faixa de transmissão.

#### 3.3.1 - Características do Filtro Passa-Faixa

Dividindo-se em 6 partes o espectro de voz, suposto com largura de 3 KHz, a faixa de passagem dos filtros será 500 Hz. A atenuação do filtro deve ser como indicado na figura (3.6).

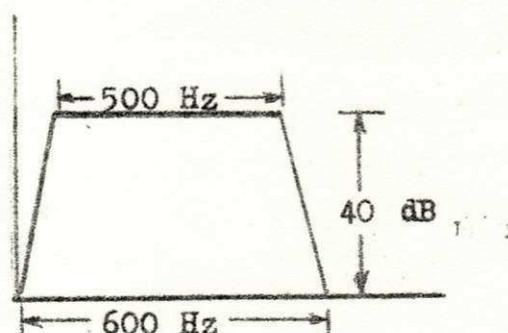


Figura 3.6 - Características do Filtro Passa-Faixa

A seguir, analisaremos a possibilidade do uso de filtros passivos em cascata, ou filtros a cristal.

#### 3.3.1.1 - Filtro Passivo em Cascata

A equação para filtros Butterworth é dada por:<sup>2</sup>

$$\left( \frac{V_p}{V} \right)^2 = 1 + \left( \frac{x}{x_{3 \text{ dB}}} \right)^{2n} \quad (3.13)$$

Onde:

$V_p$  = Tensão de pico de saída na frequência central

$V$  = Tensão de pico de saída fora da frequência central

$n$  = Número de polos

$x$  = Variável dependente da frequência. Para filtro passa-faixa simétrico,  $x = B/f_0$

$B$  = Largura de faixa do filtro

$x_{3 \text{ dB}}$  = Valor de  $x$  nos pontos onde a saída é 3 dB abaixo de  $V_p$

Aplicando-se a equação (3.13) ao caso em estudo, e fazendo-se as substituições, chega-se a ( Usando atenuação= 40 dB)

$$20 \log \left( \frac{V_p}{V} \right) = 40 \text{ dB} \quad (3.14)$$

Por conseguinte, teremos:

$$\frac{V_p}{V} = 100 \quad (3.15)$$

$$\frac{x}{x_{3 \text{ dB}}} = \frac{600}{500} = 1,2 \quad (3.16)$$

O número de elementos reativos (polos) do filtro Butterworth pode, então, ser deduzido após substituição de (3.15) e (3.16) em (3.13), isto é:

$$(100)^2 = 1 + (1,2)^{2n}$$

Portanto teremos:

$$n \cong 25$$

Como vemos, não é prático construir um filtro passa-  
aixa de Butterworth com 25 elementos reativos se for usada  
uma atenuação de 20 dB, o número de elementos reativos (pó-  
os) do filtro ainda seria elevado ( $n=13$ ). Para outros tipos  
e filtros passivos, é também necessário um grande número de  
componentes reativos.

### 1.2 - Filtro a Cristal

O filtro a cristal pode ser constituído de quatro cris-  
tais, como mostra a figura (3.7). Neste caso, os cristais de  
em ter uma diferença de 50 Hz entre as ressonâncias série e  
aralelo, já que a ordem da frequência de corte é de 50 Hz. A  
aixa de passagem será 50 Hz, como também a diferença entre as  
uas frequências de ressonância. Se for usado sintonia esca-  
ada (staggered tuning), serão necessários 10 estágios. Esta  
olução também não é prática, tanto pela complexidade do cir-  
uito, quanto pela dificuldade na seleção dos cristais.

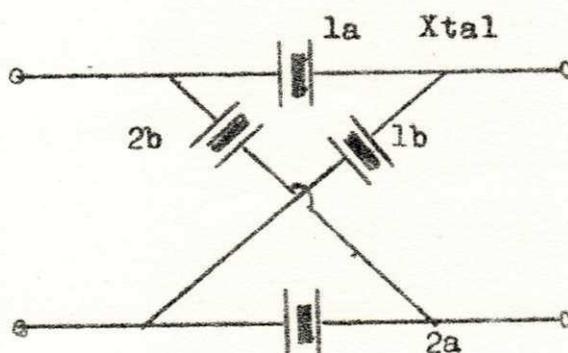


Figura 3.7 - Filtro a Cristal

### 3.3.2 - Amostragem de Espectro em Seis Partes

Felizmente, para a redução da faixa de passagem, existe um método sofisticado que utiliza amostragem de frequência em diversos pontos do espectro de voz. O sistema consiste de seis filtros, cada um com uma largura de faixa nominal de 200 Hz, espaçados entre si de 600 Hz, produzindo uma inteligibilidade da palavra de 85%. Isto permite usar um filtro com largura de faixa de 200 Hz, apresentando uma atenuação de 40 dB ou mais, em torno de 600 Hz. O número de elementos reativos de um filtro de Butterworth é, neste caso, apenas quatro (V. Apêndice B).

No caso presente, há um total de 46080 ( $= 2^6 \times 6!$ ) combinações possíveis de códigos. Se for usado um circuito reversível, uma grande parte das combinações será eliminada. Mesmo após este teste de inteligibilidade, existirá ainda um número considerável de códigos úteis.

### 3.3.3 - "Speech Scrambler" Usando Amostragem de Espectro

Na figura (3.8), o espectro de voz é dividido em seis partes iguais de 500 Hz, amostradas em faixas de 200 Hz. A figura (3.9) mostra o diagrama de blocos de um sistema completo de "speech scrambler" reversível, que faz amostragem do espectro de voz.

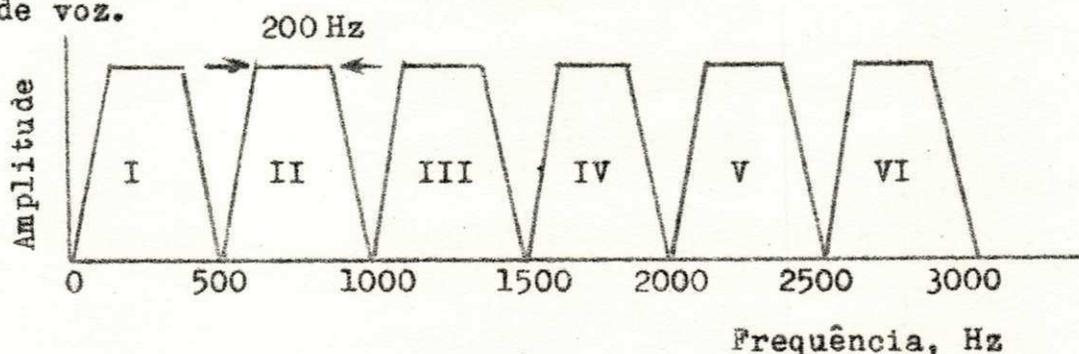


Figura 3.8 - Amostragem do Espectro de Voz

Os filtros usados têm uma faixa de passagem entre 2700 e 2900 Hz, de modo que a sub-faixa mais alta do espectro de voz passará diretamente para sofrer conversão de frequência, simplificando assim o circuito. O primeiro grupo de moduladores balanceados serve como seletores das sub-faixas, antes de passar pelo FPF. O segundo grupo de moduladores balanceados está associado às frequências dos diversos osciladores, determinando portanto a posição relativa e a ordem (normal ou invertida) de reagrupamento. Um conjunto de osciladores com frequência variando entre 500 e 5600 Hz, é suficiente, para ambos os grupos de moduladores balanceados. As várias saídas dos osciladores estão indicadas com números que denotam a ordem de reagrupamento e uma letra "n" ou "i" que representa a própria ordem, normal ou invertida, respectivamente. Contudo, é essencial que os moduladores e os filtros sejam idênticos. Finalmente, obtém-se o espectro "scrambled" na saída do FPF. No processo de "descrambling" a saída final seria a fala normal, devido à auto-reversibilidade do circuit.

Observe-se que no processo de reagrupamento, não deve haver superposição total ou parcial entre as sub-faixas, e se o circuito for reversível, somente é válido o intercâmbio entre duas sub-faixas de mesma ordem (ambas normais ou ambas invertidas).

A grande vantagem deste sistema, é, talvez, que os elementos da mesma função são iguais, particularmente os filtros.

Para evitar a detecção paralela, as saídas dos osciladores tendo frequências iguais às frequências de "gap" entre cada duas sub-faixas adjacentes (500, 1000, 1500, 2000 e 2500 Hz) podem ser somadas, e transmitidas juntamente com os sinais "scrambled", como ruídos controlados por uma chave T-R. Todavia, isto não afetará a recepção "descrambling" já que tais

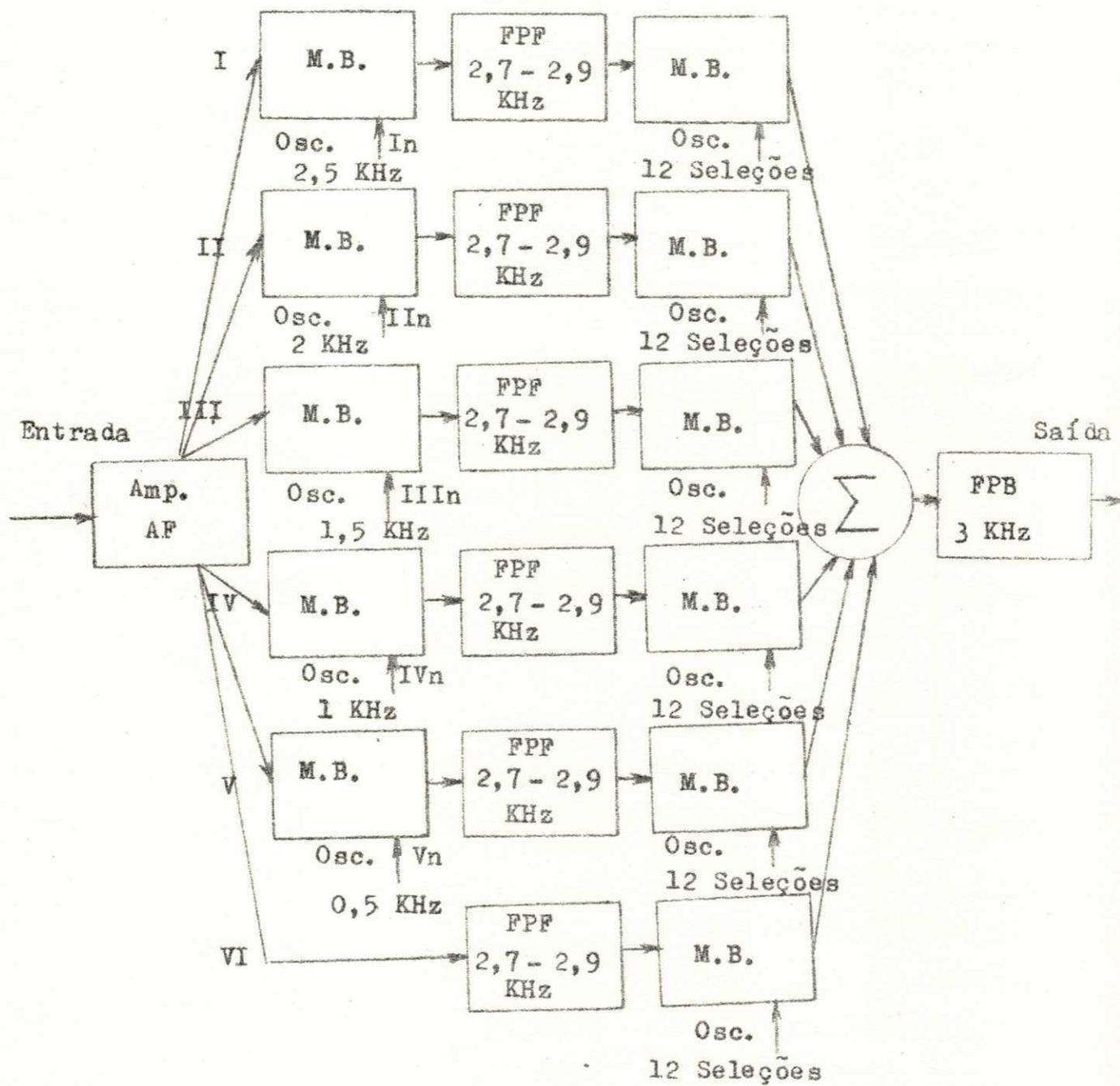


Figura 3.9 - Diagrama de Blocos de um "Speech Scrambler"



frequências serão filtradas pelo FPF.

Um método mais eficaz, porém mais complicado, consiste em utilizar o intervalo entre duas amostras de frequências consecutivas. Como o intervalo é de 300 Hz, pode-se inserir uma outra amostragem de frequência neste intervalo. Fazendo o FPF com atenuação mais aguda e construindo mais osciladores, as sub-faixas amostradas poderão ser localizadas em qualquer parte do espectro de voz (largura de 300 Hz), desde que não haja superposição total ou parcial. No espectro de voz dispomos de onze possíveis posições para as sub-faixas amostradas, com exceção da que estiver próxima da frequência zero, não sendo considerada para evitar não-linearidade. (V. figura 3.11). Nesta figura, quaisquer seis combinações serão ocupadas pelo sinal de voz e nas cinco restantes, pode haver ruído para a transmissão.

O diagrama de blocos do "speech scrambler" de seis sub-faixas com localização variável das sub-faixas (V. figura 3.12), conforme descrito acima, não é exatamente igual ao da figura (3.9). O processo de "scrambling" é praticamente o mesmo, com a diferença de que o diagrama de blocos da figura (3.12) necessita de 22 osciladores.

Por outro lado, no processo de "descrambling", os osciladores que compõem o conjunto mostrado na figura (3.12), devem ser trocados entre si por meio de uma chave T-R, de tal modo que haja recuperação da fala normal na saída do receptor. Tal conjunto de osciladores é mostrado na figura (3.13).

---

#### Referência

1. Veja Bibliografia 3, P 204.
2. Veja Bibliografia 14, P 192.

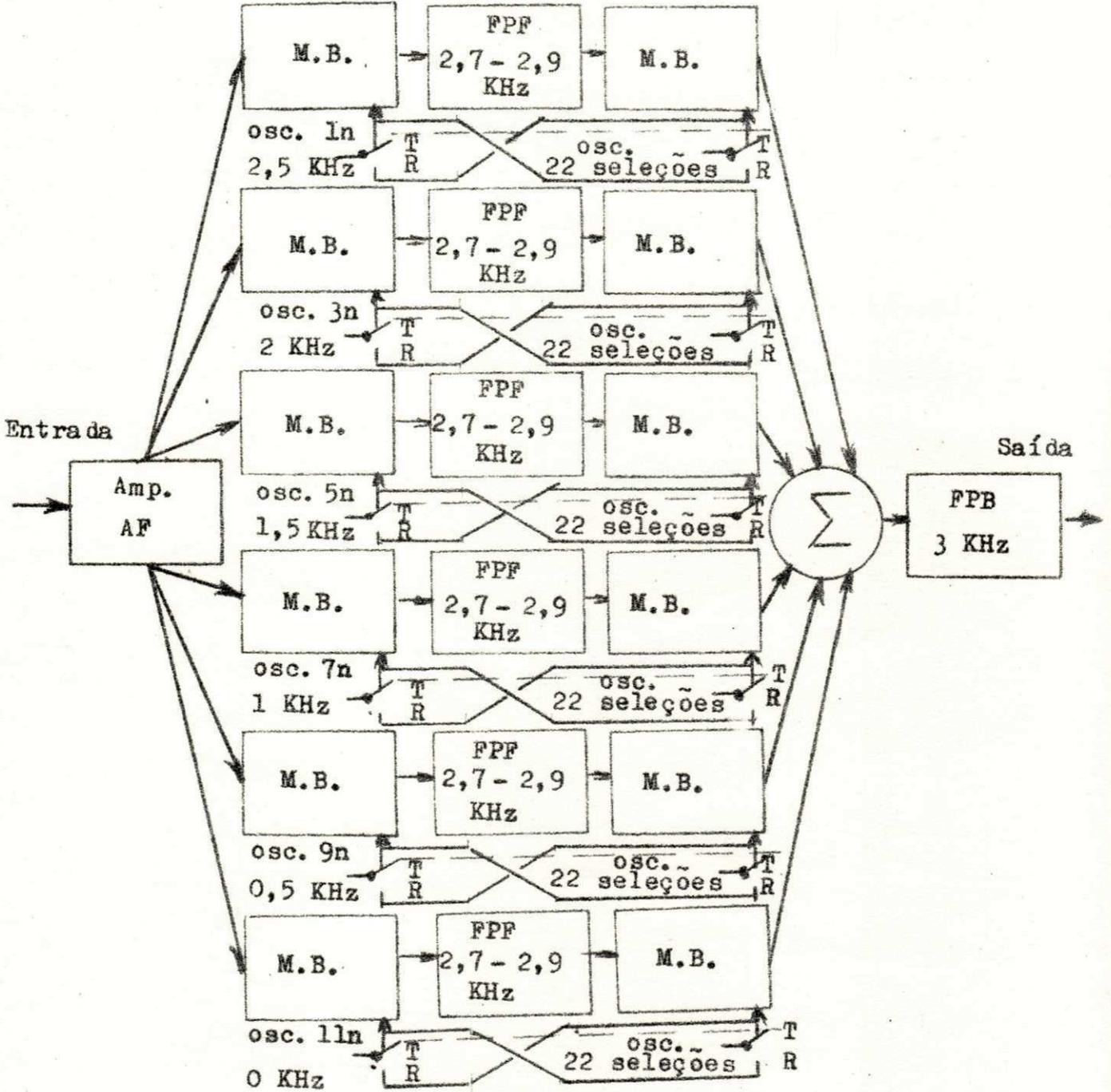


Figura 3.12 - Diagrama de Blocos de "Speech Scrambler"  
de Seis Sub-Faixas com Localização Va-  
riável das Sub-Faixas

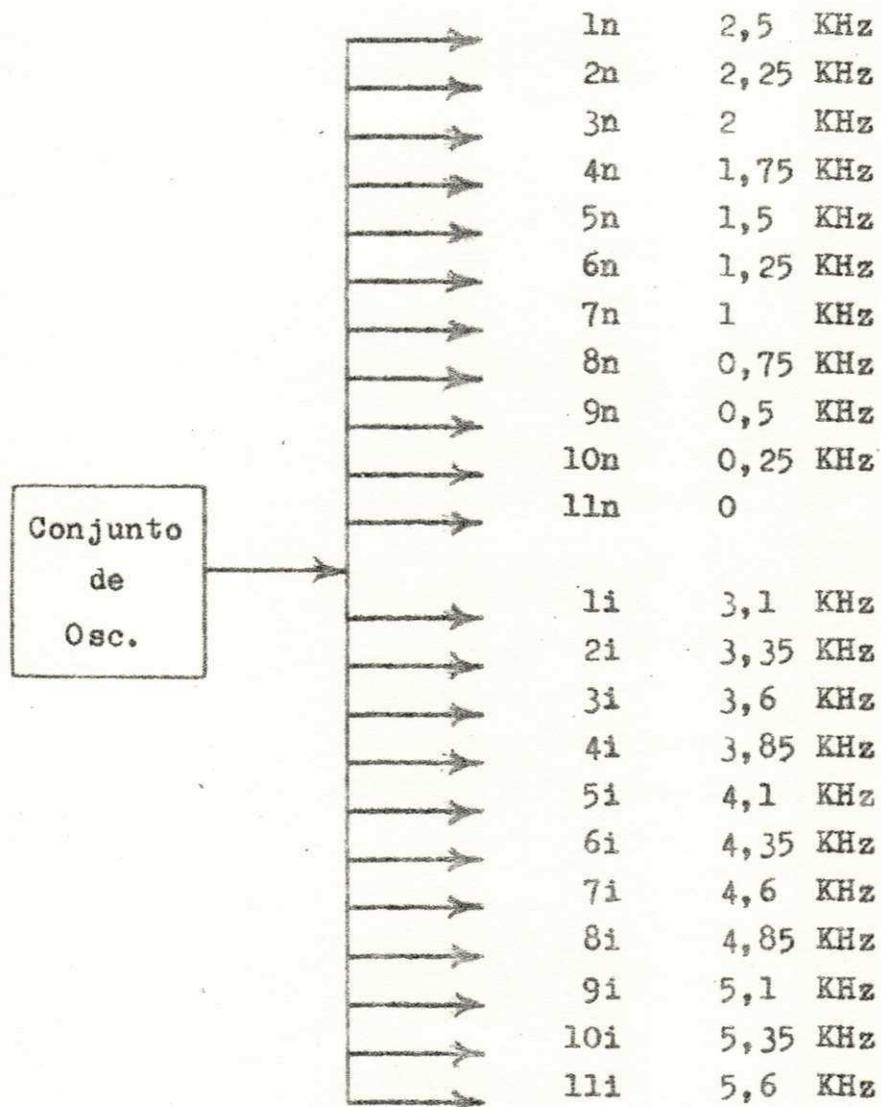


Figura 3.13 - Conjunto de Osciladores do "Speech Scrambler" da Figura 3.12

## CAPÍTULO 4

"SPEECH SCRAMBLING" DIGITAL NO DOMÍNIO DO TEMPO4.1 - Generalidades

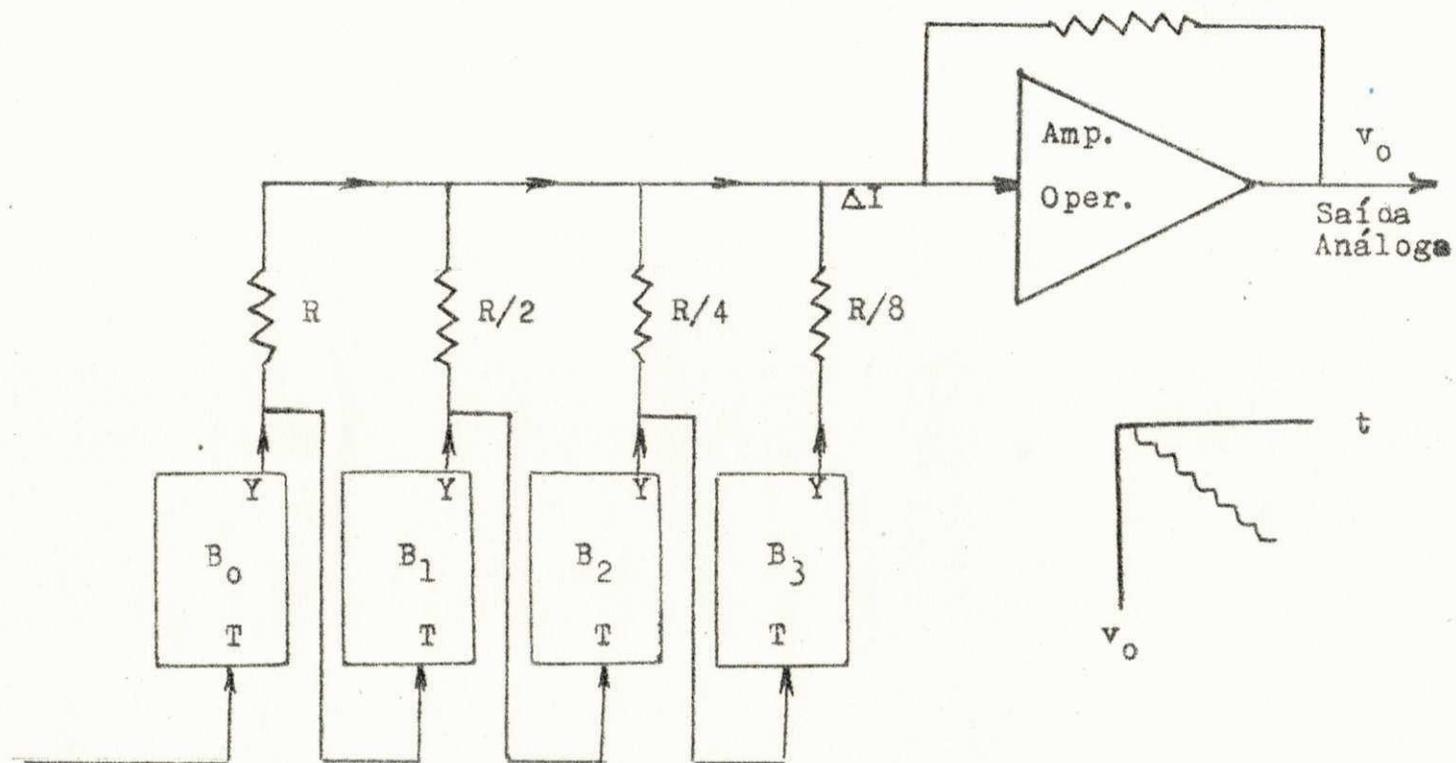
Usando divisão de espectro em seis partes, os códigos úteis são aumentados consideravelmente e os perigos de detecção paralela são, da mesma forma, diminuídos. Um processo que oferece maior segurança utiliza técnicas digitais. Consiste em converter o sinal de voz bem como o processo de "scrambling", em forma digital.

Pode-se também combinar as técnicas digitais com o processo de amostragem de espectro.

Como o processo de "scrambling" digital é não linear com respeito à conversão análoga, não é prático transformar os dígitos "Scrambled" em análogos para a transmissão. Isto porque, mesmo uma pequena interferência, como ruído, "fading" ou distorção, causará grandes perturbações no processo de "de-scrambling". Portanto, à custa de um aumento considerável na largura de faixa de transmissão, poderão ser transmitidas as formas digitais.

Como as características ou informações das formas de onda da voz podem ser determinadas pelo valor instantâneo de sua amplitude, as ondas de voz podem ser representadas por amostragem com 100 níveis quantizados diferentes.

Para espectros de voz com 3.000 Hz de largura de faixa, estas amostras devem ser tomadas numa razão de Nyquist (Nyquist rate) de 6.000 Hz com a hipótese de que a voz seja um processo aleatório sem correlação entre as amostras. A razão de informação correspondente será de  $6.000 \log_2 100 = 40.000$  bits/s. Embora exista correlação entre as amostras da voz (o que acontece, por exemplo, entre os 39 sons básicos da língua



Entrada  
Digital

Figura 4.1 - Conversor Digital-Análogo

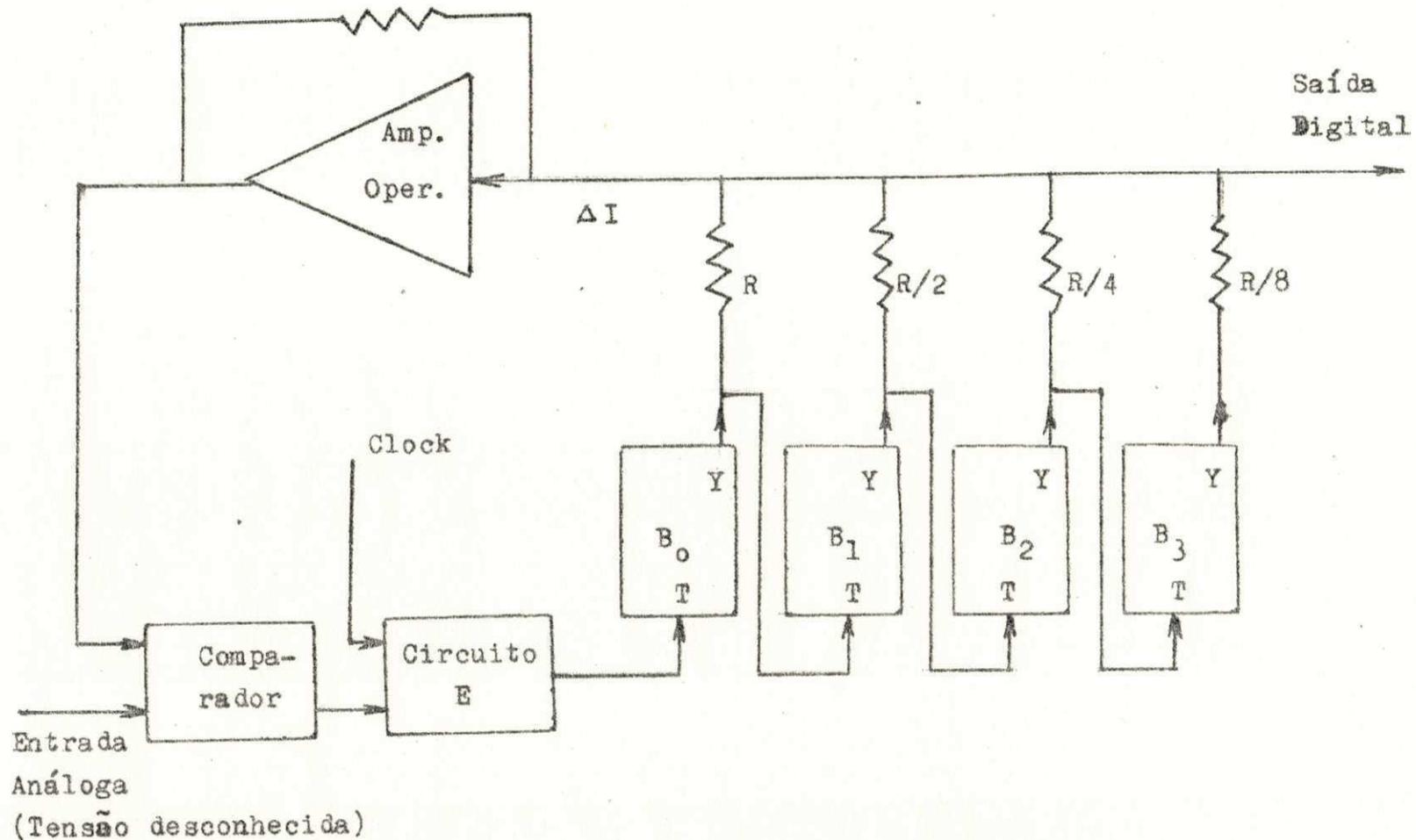


Figura. 4.2 - Conversor Análogo-Digital

portuguesa), a razão de informação sem correlação deve ser transmitida, se não quizer complicar o sistema de "scrambling", com o acréscimo de outros circuitos, como os "vocoders", usados para restaurar o espectro redundante na recepção.

#### 4.2 - Conversão Análogo-Digital

A figura (4.1) indica um conversor digital-análogo, utilizando um contador que gera uma tensão proporcional ao número de pulsos de entrada.

A figura (4.2) ilustra a operação inversa (conversor análogo-digital), onde a contagem é proporcional à tensão. O princípio básico de funcionamento consiste em que a variação da corrente de entrada do amplificador operacional, no caso particular em que todos os binários (B's) estão no estado zero, é proporcional à soma das condutâncias em funcionamento. Portanto, a saída do amplificador operacional é proporcional à contagem registrada do contador. Quando os pulsos de entrada aumentam de uma unidade, a tensão de saída sofre, correspondentemente, um determinado incremento.

O processo análogo-digital, em que a contagem registrada é proporcional à tensão desconhecida é obtido por meio de um comparador.

#### 4.3 - "Speech Scrambler" Digital Usando OU Exclusivo

O "speech scrambler" digital é obtido, usando-se um OU exclusivo (V. figura 4.3), que não apenas permite obter "scrambling" não linear do espectro de voz, como também tem a vantagem de ser reversível.

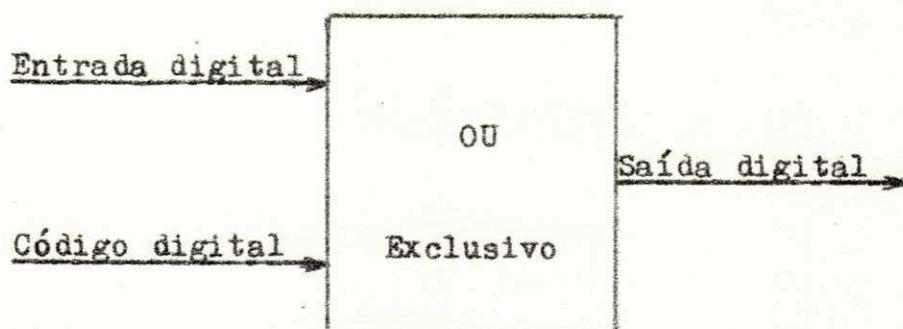


Figura 4.3 - "Speech Scrambler" Digital Usando  
OU exclusivo (Reversível)

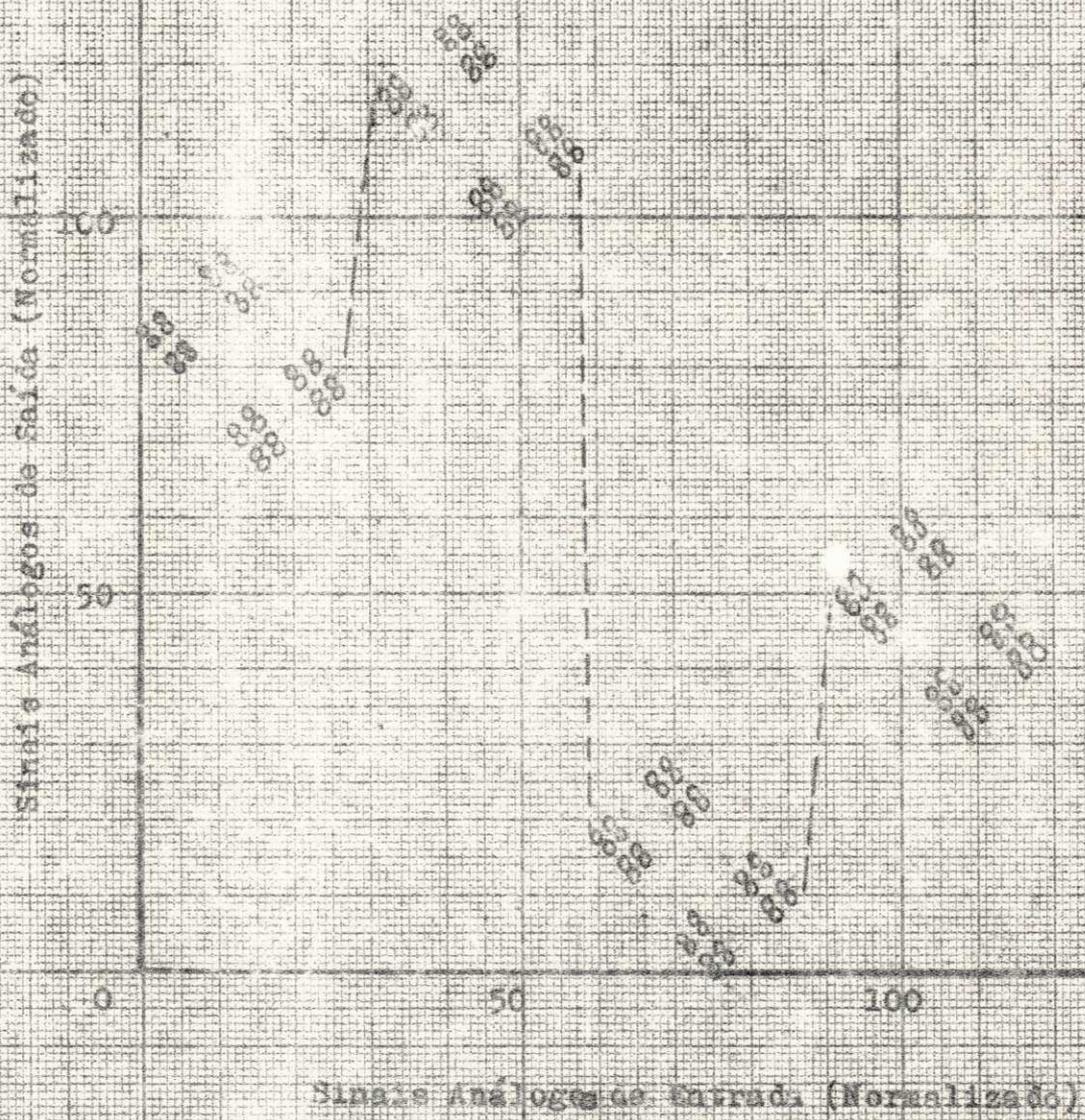
Por exemplo, se a entrada de voz, no momento da amostragem, tiver uma amplitude normalizada 78, a transformação digital para 7-bits binários será, então, de 1001110. Se este sinal digital for "scrambled" com um outro código digital, por exemplo, 1010101, por meio de um circuito OU exclusivo, a saída "scrambled" final seria 0011011, que equivale a uma amplitude análoga normalizada de 27. No processo de "descrambling", o sinal 0011011 é transformado pelo código 1010101 (mesmo código usado no processo de "scrambling") para recuperar o sinal original 1001110. As características de não linearidade e reversibilidade do "scrambling" podem ser vistas claramente na figura (4.4) (V. Apêndice C).

#### 4.4 - Diagramas de Blocos

As figuras (4.5) e (4.7) mostram os diagramas de blocos dos sistemas digitais para os processos de "scrambling" e "descrambling", respectivamente. As figuras (4.6) e (4.8) indicam as formas de onda e correspondentes amplitudes normalizadas, bem como os "gates" de sincronismo nos vários pontos de interesse.

A variação do código é controlada pela entrada de cada OU exclusivo (outro método é apresentado no Apêndice C).

Figura 4.4 - Conversão entre Sinais Analógicos de Saída e Entradas de um "Speech Sampler" Digital de 7-bits Binários (Código usado: 1010101)



A forma de onda de voz é amostrada a uma razão de Nyquist de 6.000 Hz ou a cada 166,7 us por 127 pulsos de 10 MHz com largura de pulso de 50 ns (tempo mínimo que o contador pode responder). O número total de contagens é  $127 \times 100 \text{ ns} = 12,7$  us por amostra. Deve-se usar um binário de 7-bits. O tempo permitido para transmissão do binário de 7-bits é de cerca de 150 us por amostra, isto é, cada bit ocupa 21 us. Portanto, a mínima faixa de transmissão será cerca de 1/20 us ou 50 KHz. Do total de 166,7 us, 4 us são usados como "resetting" e sincronização.

Como o "speech scrambler" digital é um processo não linear, torna-se bastante adequado para evitar a detecção paralela. Para se ter maior segurança, pode-se combinar o "speech scrambler" digital com o por divisão de espectro, podendo também ser usado um código girante. No sistema de código girante, os códigos úteis podem ser mudados circularmente depois de alguns segundos sob o controle de um gerador de sequências pseudo-aleatórias, tanto no transmissor, quanto no receptor. Todavia, durante a mudança de código, é inevitável um "click" transitório.

Apesar de sua eficiência, o "speech scrambler" digital tem várias desvantagens. Devido a não linearidade e ao ruído digital, poderão ser produzidas componentes de alta frequência, afetando a qualidade da conversação. Outras desvantagens de projeto, construção e manutenção, ocorrem na precisão do circuito e sincronização entre transmissor e receptor. Tem ainda a desvantagem de apresentar grande faixa de transmissão, que o torna inaplicável aos sistemas SSB ordinários.

---

Referência:

1. Veja Bibliografia 12, P 67.

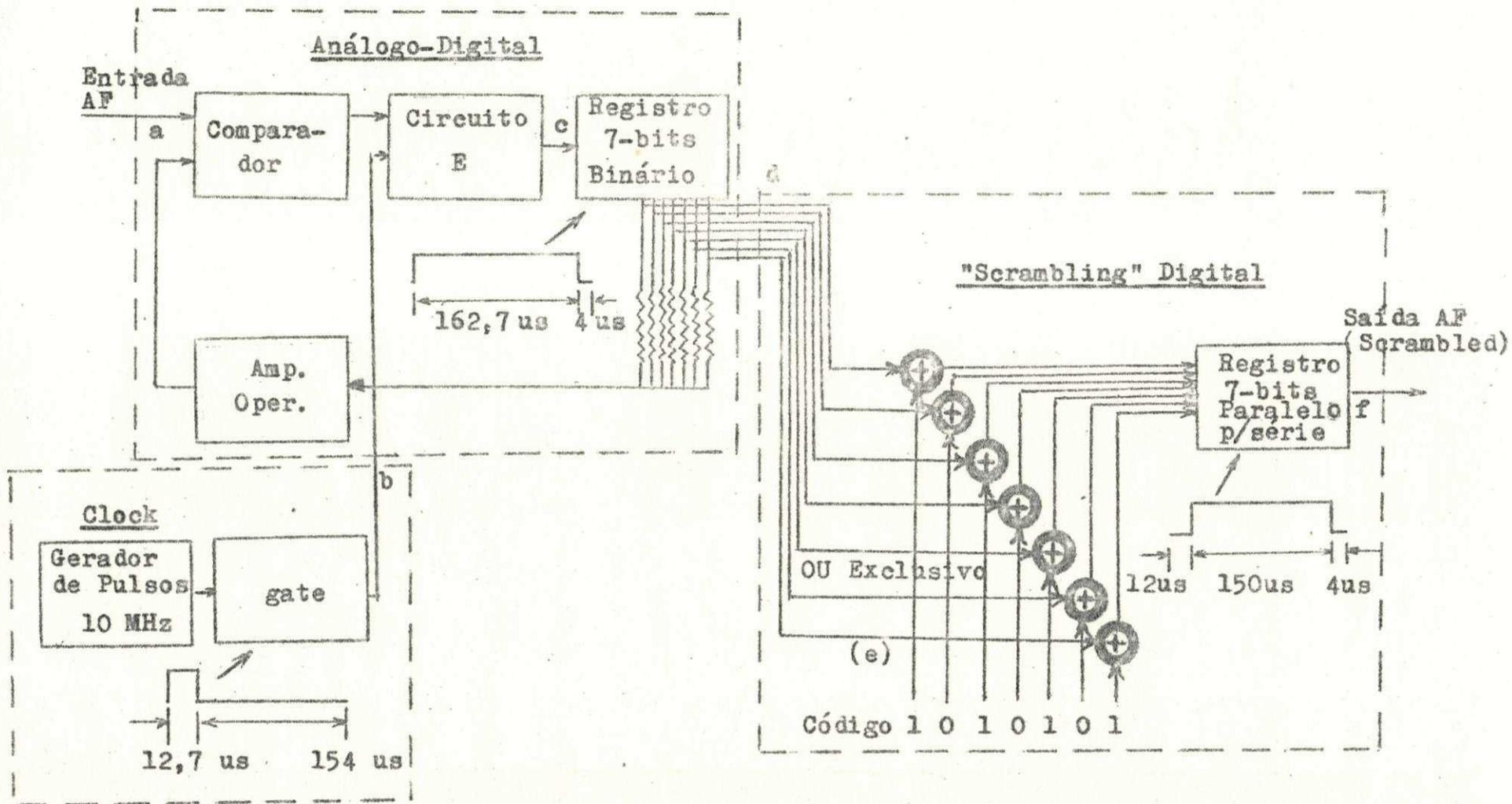
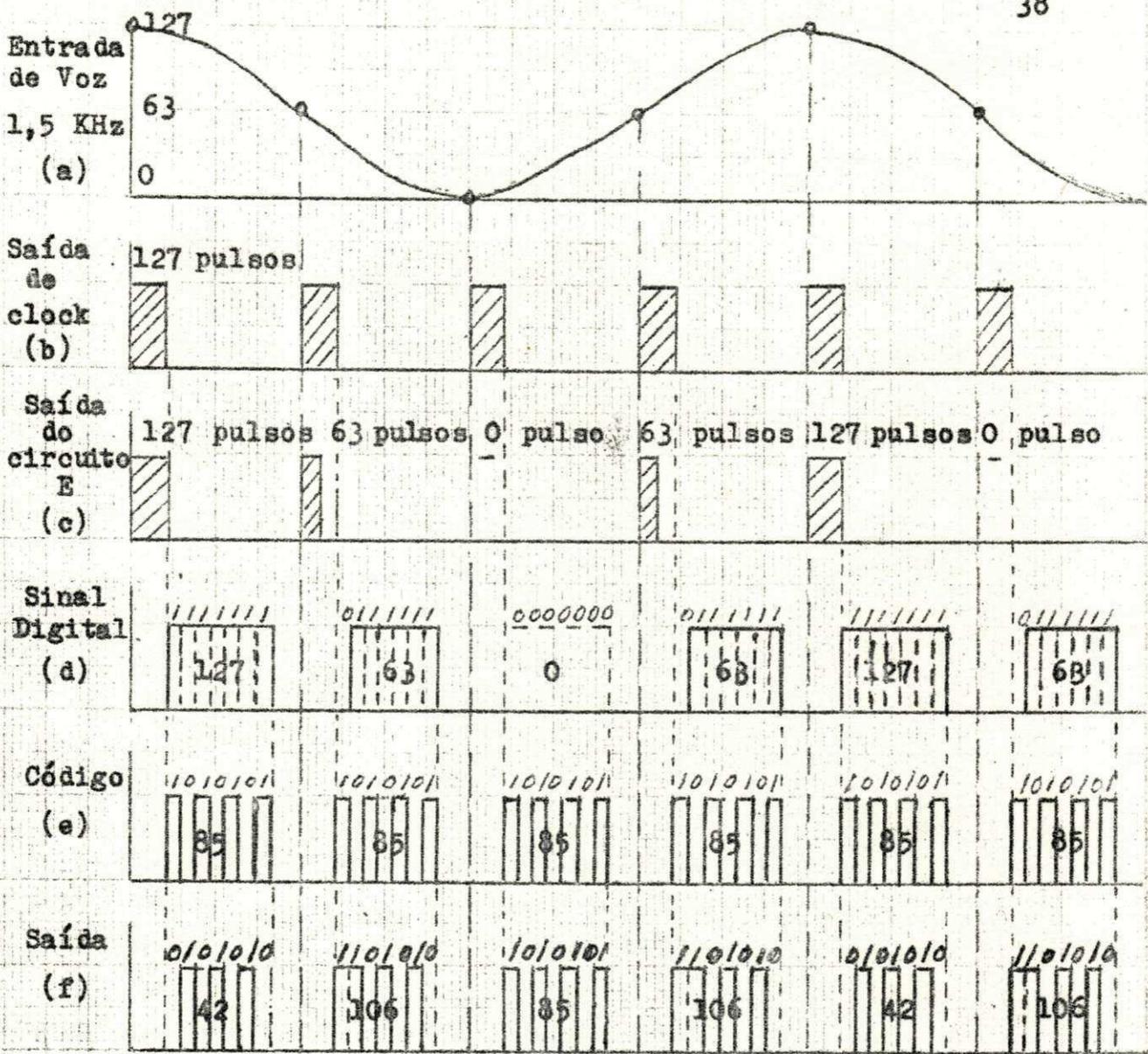


Figura 4.5 - Diagrama de Blocos de um "Speech Scrambling Digital Usando OU Exclusivo (Transmissor)



$\longleftrightarrow$   
 12,7 us    150 us    4 us

Período da Amostra: 166,7 us  
 Tempo de Contagem: 12,7 us  
 Tempo de Transmissão: 150 us  
 Tempo para "Resetting" e Sincronização: 4 us

Figura 4.6 - Formas de Ondas aos Vários Pontos de Interesse do "Speech Scrambler" Digital da Figura 4.5.

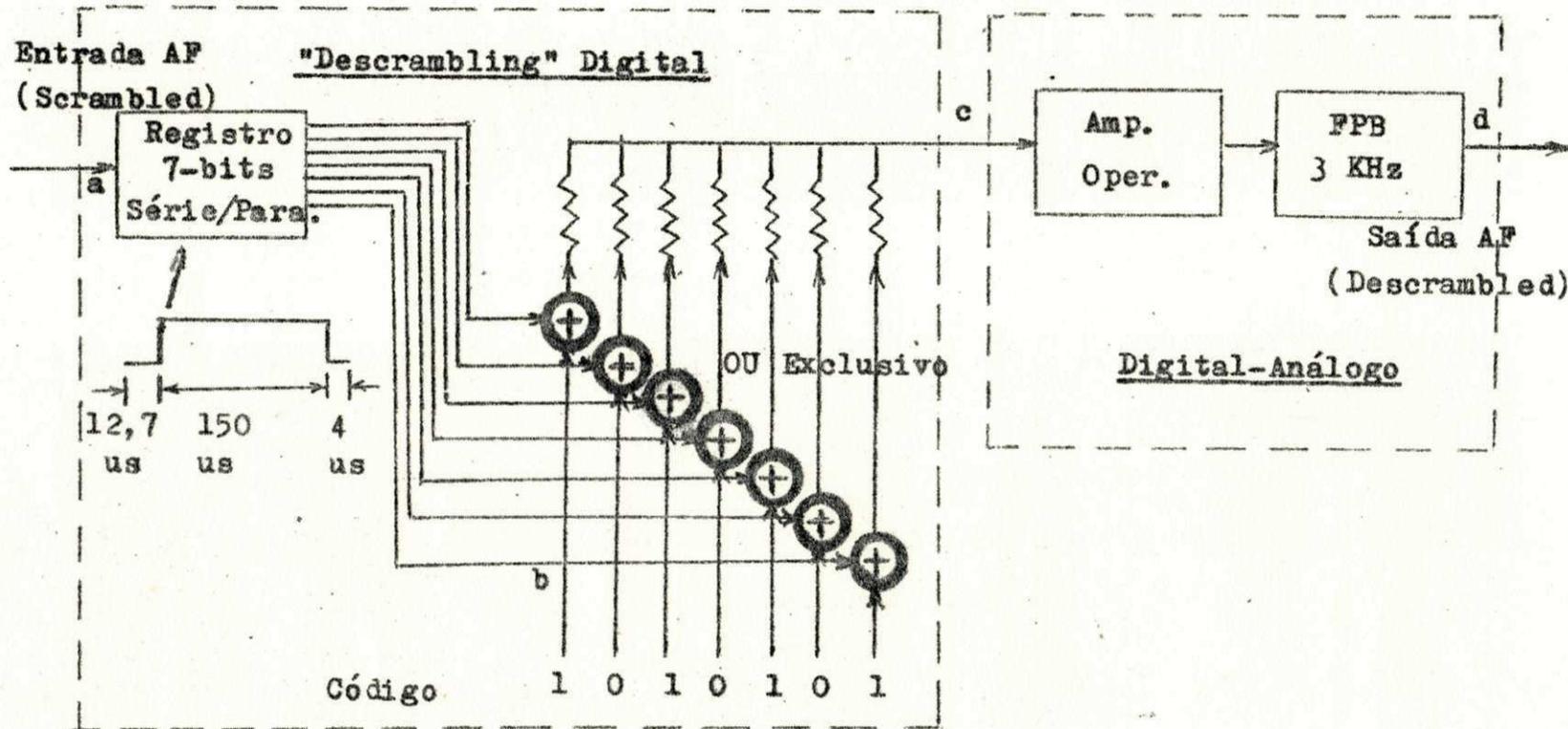


Figura 4.7 - Diagrama de Blocos de um "Speech Descrambler" Digital Usando OU Exclusivo (Receptor)

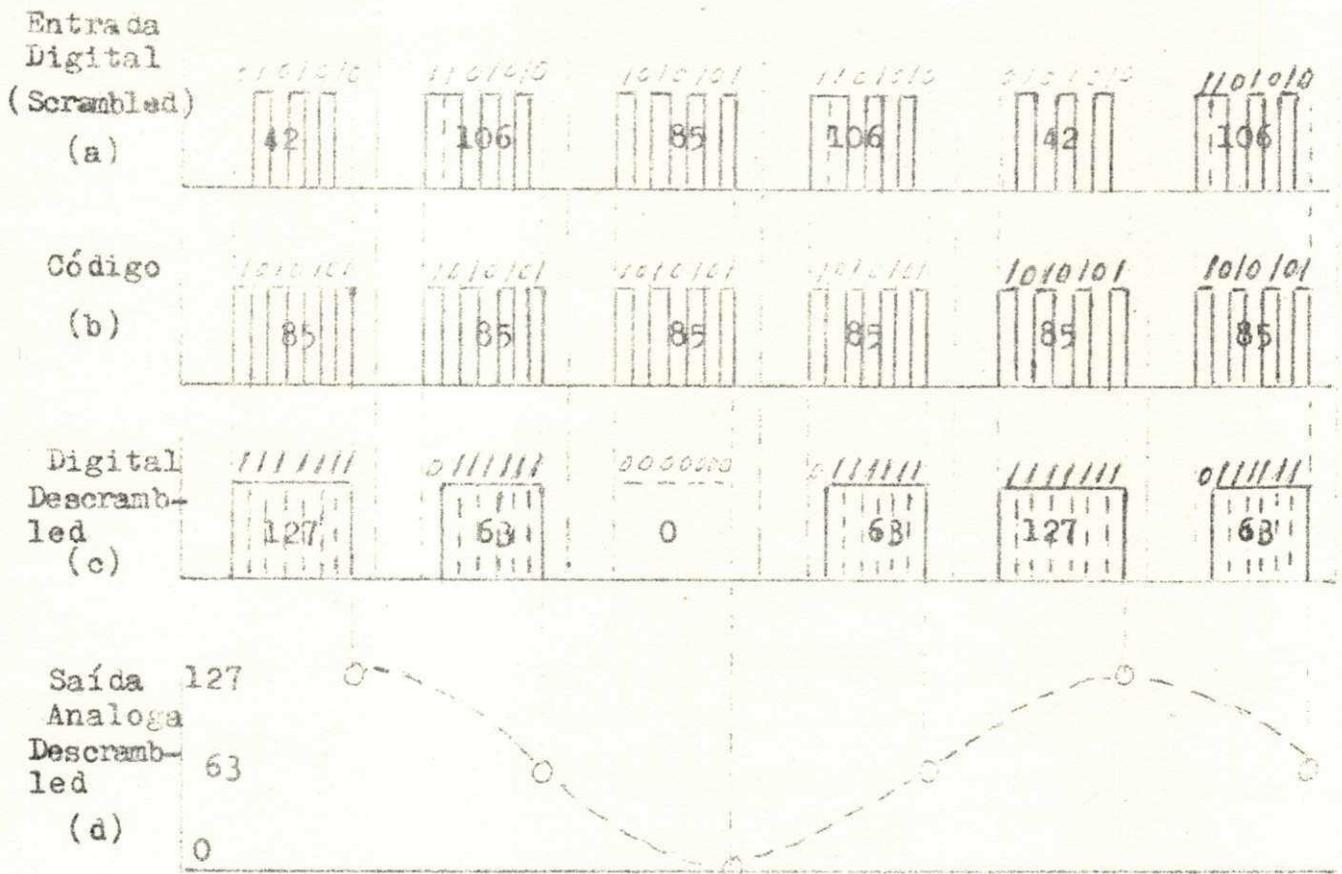


Figura 4.8 - Formas de Ondas aos Vários Pontos de Interesse do "Speech Descrambler" Digital da Figura 4.7

## CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

O "speech scrambler" no domínio da frequência pode funcionar adequadamente dentro dos limites de largura de faixa disponíveis (para SSB, 3 KHz), ao passo que o "speech scrambler" digital, embora mais seguro, necessita de uma largura de faixa extremamente grande (para SSB, 50 KHz).

Devido às características da voz e ouvido humanos, apenas alguns métodos eficazes e um pequeno número de códigos úteis podem ser obtidos, e, assim mesmo, utilizando circuitos muito complicados. Além disso, o sistema de códigos é sempre previsível, podendo ser captado experimentalmente, pela paciente troca de códigos.

Para evitar isto, pode-se adicionar um código girante, por meio do controle de um gerador sequencial, tanto na transmissão, quanto na recepção. Desse modo, a variação do código pode ser feita manualmente ao bel prazer do operador. Entretanto, este método não é absolutamente seguro, produzindo, além disso, "clicks" transitórios.

Em todos os processos, a precisão dos circuitos é primordial, pois, qualquer diferença na transmissão, causará ruído e distorção no processo de "descrambling".

## APÊNDICE A

AValiação DOS Códigos DE UM "SPEECH SCRAMBLER"  
POR DIVISÃO DE ESPECTRO

A discussão geral a respeito da avaliação dos códigos úteis já foi vista anteriormente. Será analisado aqui, como exemplo, o caso de divisão do espectro de voz em três partes.

Há um total de 48 ( $= 2^3 \times 3!$ ) combinações possíveis de códigos, constituídas por 6 ( $= 3!$ ) grupos com respeito à posição relativa das sub-faixas, e cada grupo constituído por 8 ( $= 2^3$ ) combinações em relação a cada sub-faixa em ordem normal ou invertida na sequência binária, como se mostra na seguinte tabela:

Tabela A.1 - Divisão de Espectro em 3 Sub-Faixas

<u>Grupo 1</u>				<u>Grupo 2</u>		
<u>I</u>	<u>II</u>	<u>III</u>		<u>III</u>	<u>II</u>	<u>I</u>
n	n	n		n	n	n
n	n	i	x	n	n	i
n	i	n		n	i	n
n	i	i	x	n	i	i
i	n	n	x	i	n	n
i	n	i		i	i	n
i	i	i	x	i	i	i

<u>Grupo 3</u>				x	<u>Grupo 4</u>		
<u>I</u>	<u>III</u>	<u>II</u>		<u>II</u>	<u>III</u>	<u>I</u>	
	n	n	n		n	n	n
x	n	n	i		n	n	i
x	n	i	n		n	i	n
	n	i	i		n	i	i
	i	n	n		i	n	n
x	i	n	i		i	n	i
x	i	i	n		i	i	n
	i	i	i		i	i	i

<u>Grupo 5</u>				x	<u>Grupo 6</u>		
<u>II</u>	<u>I</u>	<u>III</u>		<u>III</u>	<u>I</u>	<u>II</u>	
	n	n	n		n	n	n
	n	n	i		n	n	i
x	n	i	n		n	i	n
x	n	i	i		n	i	i
x	i	n	n		i	n	n
x	i	n	i		i	n	i
	i	i	n		i	i	n
	i	i	i		i	i	i

Se for usado um circuito reversível, constata-se, usando-se o teste de irreversibilidade, que os grupos (4), (6) e outros podem ser retirados das combinações marcadas por x na tabela. Por exemplo, o código  $I_n III_n II_n$  é reversível porque pode ser decodificado de modo a recuperar o sinal de origem  $I_n II_n III_n$ . O código  $II_n I_i III_n$  não é reversível, pois, se fosse decodificado produziria  $I_i II_i III_n$ , que não é o código original. Em geral, isto não é indispensável, já que o circuito reversível reduz um grande número de códigos úteis.

Classifica-se novamente, a seguir, as combinações acima em 5 categorias, conforme os seus graus de intelegibilidade. Isto é mostrado na tabela (4.2) abaixo

Tabela 4.2 - Classificação das Combinações de Acordo com o Grau de Intelligibilidade

(1) Combinações sem "scrambling":

$I_n$      $II_n$      $III_n$                      $III_i$      $II_i$      $I_i$

(2) Combinações com um terço de "scrambling", porém inteligível:

$I_n$      $II_n$      $III_i$     x     $III_n$      $II_i$      $I_i$   
 $I_i$      $II_n$      $III_n$     x     $III_i$      $II_i$      $I_i$   
 $I_n$      $II_i$      $III_n$                      $III_i$      $II_n$      $I_i$

(3) Combinações com "scrambling", mas inteligível por uma variação da frequência de O.L.:

x     $II_n$      $III_n$      $I_n$                                      $I_i$      $III_i$      $II_i$   
x     $II_n$      $III_n$      $I_i$                                     x     $I_n$      $III_i$      $II_i$   
x     $III_n$      $I_n$      $II_n$                                      $II_i$      $I_i$      $III_i$   
x     $III_i$      $I_n$      $II_n$                                     x     $II_i$      $I_i$      $III_n$

(4) Combinações com dois terços de "scrambling":

$I_n$      $II_i$      $III_i$                                     x     $III_n$      $II_n$      $I_i$   
 $I_i$      $II_i$      $III_i$                                      $III_n$      $II_i$      $I_n$   
 $I_i$      $II_i$      $III_n$                                     x     $III_i$      $II_n$      $I_n$

	$I_n$	$III_n$	$II_n$	x	$II_i$	$III_i$	$I_i$
	$I_n$	$III_i$	$II_n$	x	$II_i$	$III_n$	$I_i$
x	$I_n$	$III_n$	$II_i$	x	$II_n$	$III_i$	$I_i$
	$II_n$	$I_n$	$III_n$	x	$III_i$	$I_i$	$II_i$
	$II_n$	$I_i$	$III_n$	x	$III_i$	$I_n$	$II_i$
x	$II_i$	$I_n$	$III_n$	x	$III_n$	$I_i$	$II_i$

## (5) Combinações com "scrambling":

	$I_i$	$II_i$	$III_i$		$III_n$	$II_n$	$I_n$
x	$I_i$	$III_n$	$II_n$	x	$II_i$	$III_i$	$I_n$
	$I_i$	$III_n$	$II_i$	x	$II_n$	$III_i$	$I_n$
x	$I_i$	$III_i$	$II_n$	x	$II_i$	$III_n$	$I_n$
x	$II_n$	$I_n$	$III_i$	x	$III_i$	$I_i$	$II_n$
x	$II_n$	$I_i$	$III_i$	x	$III_n$	$I_n$	$II_i$
	$II_i$	$I_n$	$III_i$	x	$III_n$	$I_i$	$II_n$

Os códigos localizados na mesma linha horizontal são pares complementares, enquanto que os códigos irreversíveis estão indicados por x.

Na tabela acima, as categorias (1), (2) e (3) estão sem "scrambling" ou com "scrambling" considerado inteligível. As categorias (4) e (5) são os códigos a serem testados:

Tabela 4.3 - Códigos a Serem Testados

A	$I_n$	$II_i$	$III_i$	<u>A</u>	$III_n$	$II_n$	$I_i$
B	$I_i$	$II_n$	$III_i$	<u>B</u>	$III_n$	$II_i$	$I_n$
C	$I_i$	$II_i$	$III_n$	<u>C</u>	$III_i$	$II_n$	$I_n$
D	$I_i$	$II_i$	$III_i$	<u>D</u>	$III_n$	$II_n$	$I_n$
E	$I_n$	$III_n$	$II_n$	<u>E</u>	$II_i$	$III_i$	$I_i$
F	$I_n$	$III_n$	$II_i$	<u>F</u>	$II_n$	$III_i$	$I_i$
G	$I_n$	$III_i$	$II_n$	<u>G</u>	$II_i$	$III_n$	$I_i$
H	$I_i$	$III_n$	$II_i$	<u>H</u>	$II_n$	$I_i$	$III_n$
I	$I_i$	$III_n$	$II_n$	<u>I</u>	$II_i$	$I_i$	$III_n$
J	$I_i$	$III_i$	$II_n$	<u>J</u>	$II_i$	$I_n$	$III_n$
K	$II_n$	$I_n$	$III_n$	<u>K</u>	$III_i$	$I_i$	$II_i$
L	$II_n$	$I_i$	$III_n$	<u>L</u>	$III_i$	$I_n$	$II_i$
M	$II_i$	$I_n$	$III_n$	<u>M</u>	$III_n$	$I_i$	$II_i$
N	$II_n$	$I_n$	$III_i$	<u>N</u>	$III_i$	$I_i$	$II_n$
O	$II_n$	$I_i$	$III_i$	<u>O</u>	$III_n$	$I_n$	$II_i$
P	$II_i$	$I_n$	$III_i$	<u>P</u>	$III_n$	$I_i$	$II_n$

Na tabela acima os códigos de mesma fila são complementares e estão marcados com A e A, B e B etc..

Para testar a relação entre os códigos, supõe-se que dois códigos são relativos, quando 2/3 de seus espectros forem idênticos. É necessário testar apenas um dos códigos do par complementar.

Usando-se o método baseado na Teoria dos Conjuntos, descritos no texto, discrimina-se que os seguintes códigos de

vem ser testados:

A	$I_n$	$II_i$	$III_i$
B	$I_i$	$II_n$	$III_i$
C	$I_i$	$II_i$	$III_n$
F	$I_n$	$III_n$	$II_i$
G	$I_n$	$III_i$	$II_n$
I	$I_i$	$III_n$	$II_n$
L	$II_n$	$I_i$	$III_n$
M	$II_i$	$I_n$	$III_n$
N	$II_n$	$I_n$	$III_i$

Da equação (3.4) da página 16, o número total de testes é dado por

$$\begin{aligned}
 T &= (m - p + 1)(m - p) \\
 &= (18 - 9 + 1)(18 - 9) \\
 &= 90
 \end{aligned}$$

tanto para FLS, como para FLI.

Para se encontrar a relação entre os códigos, deve-se testar cada código com relação aos demais, para FLS e FLI.

## APÊNDICE B

PROJETO DE FILTRO PASSA-FAIXA

A parte mais importante do "speech scrambler" é, talvez, o filtro passa-faixa. Serão projetados aqui dois filtros LC passivos (um Chebishev e um Butterworth). Como ilustração, serão usados dois métodos: (1) projeto de filtro Chebishev usando o método de Handbook; (2) projeto do filtro Butterworth usando o método analítico.

B.1 - Filtro Passa-Faixa de Butterworth

Consideremos um filtro passa-faixa com resposta  $M(w)$ , decrescendo monotonicamente com  $w$  da forma

$$M(w) = \frac{k_0}{(1 + w^{2n})^{1/2}} \quad (\text{B.1})$$

onde  $k_0$  é uma constante tal que  $M(0) = k_0$ .

Elevando-se a expressão (B.1) ao quadrado e fazendo  $s = jw$ , tem-se

$$M^2(w) = M^2(-js) = \frac{k_0^2}{1 + (-1)^n (s)^{2n}} \quad (\text{B.2})$$

onde a amplitude  $M(w)$  foi obtida da função de transferência do filtro  $H(s)$ , tal que  $M^2(w) = H(s)H(-s)$ .

Para o filtro Butterworth, os pólos serão dados pelas raízes do denominador da equação (B.2), isto é

$$\begin{aligned} (-1)^n s^{2n} &= -1 \\ &= e^{j(2k-1)\pi} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

onde:

$$k = 1, 2, \dots, 2n.$$

Os pólos  $s_k$  são, então:

$$s_k = \begin{cases} e^{j \left[ (2k - 1) / 2n \right] \pi}, & \text{para } n \text{ par} \\ e^{j (k/n) \pi}, & \text{para } n \text{ ímpar} \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Ou, mais simplesmente

$$s_k = e^{j \left[ (2k + n - 1) / 2n \right] \pi} \quad (\text{B.5})$$

onde:

$$k = 1, 2, \dots, 2n.$$

Portanto, um filtro Butterworth passa-faixa, de ordem  $n$ , tem a seguinte forma

$$H(s) = \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2) \dots (s-s_k)} \quad (\text{B.6})$$

onde:

$$s_k = e^{j \left[ (2k + n - 1) / 2n \right] \pi} \quad (\text{B.7})$$

e

$$k = 1, 2, \dots, n.$$

A escolha da ordem pode ser obtida usando-se a equação da atenuação do filtro passa-faixa

$$\left( \frac{V_p}{V} \right)^2 = 1 + \left( \frac{f_2 - f_1}{B_3 \text{ dB}} \right)^{2n} \quad (\text{B.8})$$

onde:

$V_p$  = Tensão de pico na frequência central

$V$  = Tensão de saída na frequência  $f_1$  ou  $f_2$

$B_3$  dB = Largura de faixa

$f_1, f_2$  = Frequências em que a característica do filtro apresenta a mesma atenuação ( $f_2 > f_1$ )

$f_o = (f_1 f_2)^{1/2}$  = Frequência central

O mínimo valor de  $Q$  dos componentes pode ser deduzido dos gráficos das páginas 193 a 198, do livro "Reference Data for Radio Engineers", International Telephone and Telegraph Corporation, 1956.

Inicialmente, será projetado um filtro passa-faixa, para, em seguida, ser transformado em um filtro passa-faixa.

Deseja-se, por exemplo, um filtro passa-faixa para "speech scrambler", com as seguintes especificações:

- a) Frequência central  $f_o = 2800$  Hz (escolhida convenientemente, conforme explicado na página 24).
- b) Largura de faixa a 3 dB: 200 Hz com uma atenuação de 40 dB em torno de 600 Hz.

#### Solução:

Para se obter a ordem necessária ( $n$ ), substituem-se os seguintes valores na equação (B.8)

$$\frac{V_p}{V} = 100$$

$$\frac{(f_2 - f_1)}{B_3 \text{ dB}} = \frac{600}{200} = 3$$

Portanto, o número de pólos será dado por:

$$100^2 = 1 + (3)^{2n}$$

$$n \approx 4$$

Logo, usando a equação (B.7), encontram-se as 4 raízes (pólos):

$$s_1 = e^{j \frac{5}{8} \pi}$$

$$s_2 = e^{j \frac{7}{8} \pi}$$

$$s_3 = e^{j \frac{9}{8} \pi}$$

$$s_4 = e^{j \frac{11}{8} \pi}$$

Substituindo-se os pólos na equação (B.6), obtém-se:

$$H(s) = \frac{1}{(s - e^{j \frac{5}{8} \pi})(s - e^{j \frac{7}{8} \pi})(s - e^{j \frac{9}{8} \pi})(s - e^{j \frac{11}{8} \pi})}$$

Ou:

$$H(s) = \frac{1}{s^4 + 2,613s^3 + 3,414s^2 + 2,613s + 1}$$

Usando o conceito de síntese de circuitos passivos, verifica-se que não há transmissão zero para  $s = 0$ , havendo 4

transmissões zero para  $s = \pm j$ . Como o numerador é constante (função par), dividem-se as parcelas pares pelas ímpares do denominador para se ter:

$$Z(s) = \frac{s^4 + 3,414s^2 + 1}{2,613(s^3 + s)}$$

Expandindo  $Z(s)$  em frações, tem-se:

$$\begin{array}{r} s^3+s \overline{) s^4+3,414s^2+1} \quad (s \dots\dots Z \\ \underline{s^4} \phantom{+3,414s^2+1} \\ \phantom{s^4} 3,414s^2+1 \phantom{(s \dots\dots Z} \\ \phantom{s^4} \underline{2,414s^2+1} \phantom{(s \dots\dots Z} \\ \phantom{s^4} \phantom{2,414s^2+1} s \phantom{(s \dots\dots Z} \\ \phantom{s^4} \phantom{2,414s^2+1} \phantom{s} 0,415s \dots\dots Y \\ \phantom{s^4} \phantom{2,414s^2+1} \phantom{s} \underline{s^3+0,415s} \\ \phantom{s^4} \phantom{2,414s^2+1} \phantom{s} \phantom{s^3+0,415s} 0,585s \phantom{(s \dots\dots Z} \\ \phantom{s^4} \phantom{2,414s^2+1} \phantom{s} \phantom{s^3+0,415s} \phantom{0,585s} \underline{2,414s^2} \\ \phantom{s^4} \phantom{2,414s^2+1} \phantom{s} \phantom{s^3+0,415s} \phantom{0,585s} \phantom{2,414s^2} 1)0,585s \phantom{(s \dots\dots Y} \\ \phantom{s^4} \phantom{2,414s^2+1} \phantom{s} \phantom{s^3+0,415s} \phantom{0,585s} \phantom{2,414s^2} \phantom{1)0,585s} \underline{0,585s} \\ \phantom{s^4} \phantom{2,414s^2+1} \phantom{s} \phantom{s^3+0,415s} \phantom{0,585s} \phantom{2,414s^2} \phantom{1)0,585s} \phantom{0,585s} 0 \end{array}$$

Todos os valores de  $Z$  e  $Y$  devem ser divididos pelo fator constante 2,613. Assim, os valores normalizados do filtro passa-fixa serão:

$$\begin{aligned} L_1 &= 0,382 \text{ H} \\ C_2 &= 0,185 \text{ F} \\ L_3 &= 1,57 \text{ H} \\ C_4 &= 0,224 \text{ F} \end{aligned}$$

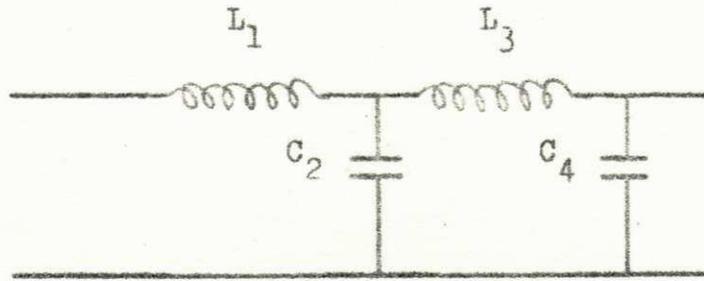


Figura 3.1- Filtro Passa-Baixas Butterworth

A fim de se obter o filtro passa-faixa desejado u tilizam-se as seguinte relações de transformação:

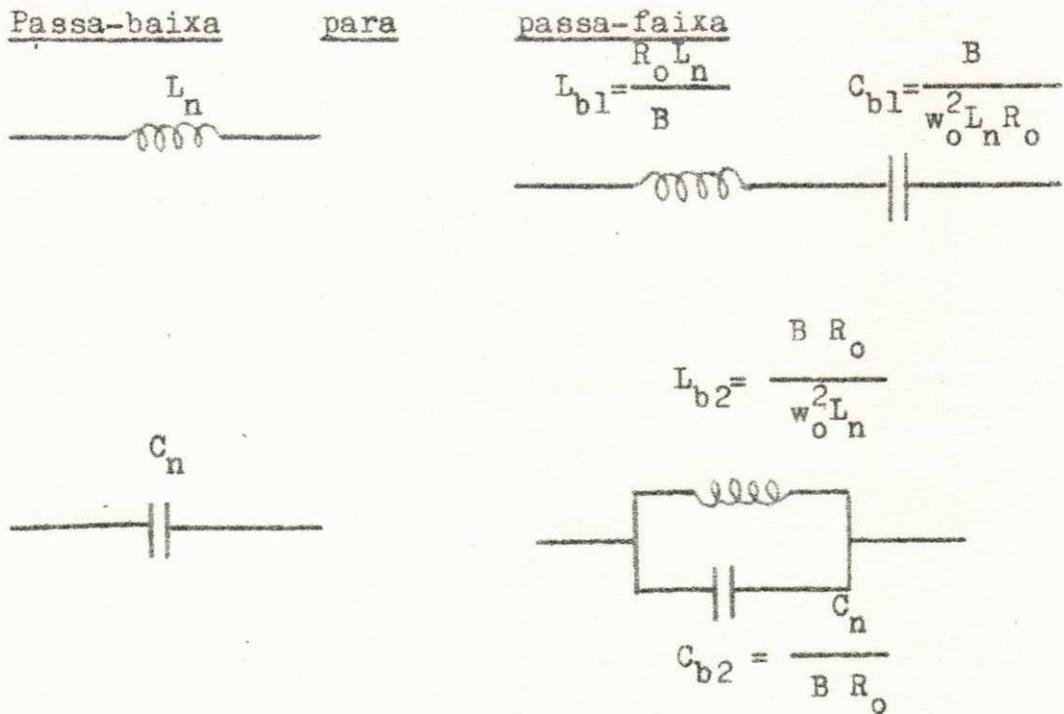


Figura B.2- Transformações de Componentes Passa-Baixas para Passa-Faixa do Filtro Butterworth

Onde:

$$B = 2\pi(200) = 400\pi \text{ Hz}$$

$$\omega_o = 2\pi(2800) = 5600\pi \text{ Hz}$$

$$R_o = \text{Impedância característica do filtro (suposta 600 ohms).}$$

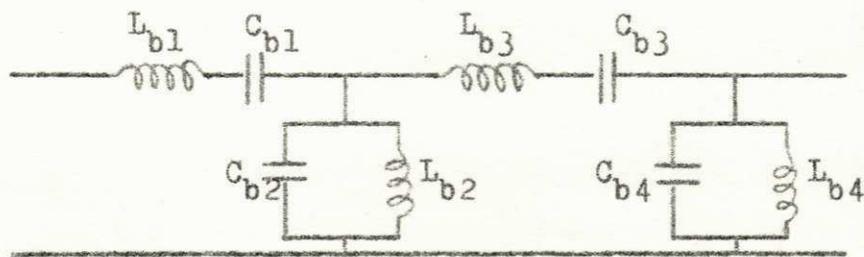


Figura B.3- Filtro Passa-Faixa de Butterworth

Os resultados numéricos são seguintes:

$$\begin{aligned}
 L_{b1} &= 240 && \text{mH} \\
 C_{b1} &= 0,0175 && \text{uF} \\
 L_{b2} &= 13,08 && \text{mH} \\
 C_{b2} &= 0,25 && \text{uF} \\
 L_{b3} &= 750 && \text{uH} \\
 C_{b3} &= 0,00472 && \text{uF} \\
 L_{b4} &= 9,12 && \text{mH} \\
 C_{b5} &= 0,273 && \text{uF}
 \end{aligned}$$

O valor mínimo necessário do Q de cada componente deve ser igual a ( gráfico da página 195, "Reference Data for Radio Engineers" ):

$$Q = 2,6 \times \frac{f_o}{B_3 \text{ dB}} = \frac{2,6 \times 2800}{200} = 36,4$$

Para um valor de Q de 36,4, a seleção dos componentes do filtro não é difícil.

## B.2. - Filtro Passa-Faixa de Chebishev

Este método é adaptado do "Reference Data for Radio Engineers". Neste parágrafo todas as referências de páginas se referem ao texto desse livro.

Seja projetar um filtro com as seguintes características:

Frequência central: 2800 Hz  
 1 dB abaixo de 200 Hz  
 40 dB abaixo dentro de 400 Hz  
 "Ripple" permitido: 1 dB

### Solução:

A partir dos dados, obtêm-se:

$$B_{40 \text{ dB}} / B_{1 \text{ dB}} < \frac{400}{200}$$

$$B_{40 \text{ dB}} / B_{1 \text{ dB}} < 2$$

$$V_p / V_v \leq 1 \text{ dB}$$

Como  $B_{1 \text{ dB}}$  é um pouco menor que  $B_{3 \text{ dB}}$ , deve-se ter  $B_{40 \text{ dB}} / B_{3 \text{ dB}}$  um pouco menor que 2, quando  $(V_p / V_v)_{\text{dB}} = 40 \text{ dB}$ . Da figura (8) de página 196, obtêm-se da curva nº 6 (circuito de 5 pólos):

$$B_{40 \text{ dB}} / B_{3 \text{ dB}} = 1,75$$

Enquanto:

$$B_{1 \text{ dB}} / B_{3 \text{ dB}} = 0,97$$

Então:

$$B_{40 \text{ dB}} / B_{1 \text{ dB}} = \frac{1,75}{0,97} = 1,804$$

A frequência a 3 dB será:

$$200 ( B_3 \text{ dB} / B_1 \text{ dB} ) = \frac{200}{0,97} = 206 \text{ Hz}$$

Como  $q = 11,6$ , o mínimo valor de  $Q$  de cada componente do filtro deve ser:

$$Q_{\min} = 11,8 ( f_0 / B_3 \text{ dB} ) = 11,8 \times 2800 / 206 = 165$$

Para se obter maiores valores de  $Q$ , geralmente se usam indutores com núcleo metálico com alta permeabilidade e resistividade. Se for difícil obter  $Q$  da ordem de 165, deve usar maior número de pólos.

Considerando o diagrama da figura 21-A da página 215, considerar-se-á o seguinte filtro passa-faixa. ( Figura B.4 )

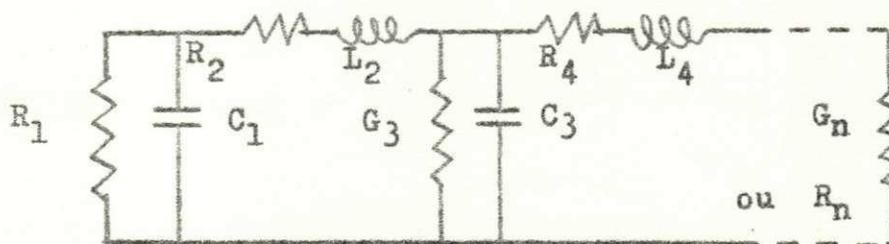


Figura B.4 - Relações entre os valores Normalizados de  $k$ ,  $q$ , e L C R para o Projeto do Filtro

Onde:

$$1/(L_1 C_1)^{1/2} = k_{12} w_3 \text{ dB}$$

$$1/(L_2 C_3)^{1/2} = k_{23} w_3 \text{ dB}$$

$$1/(L_4 C_3)^{1/2} = k_{34} w_3 \text{ dB}, \text{ etc.}$$

$$G_1 / C_1 = (1/q_1) w_3 \text{ dB}$$

$$q_2 = (w_3 \text{ dB } L_2) / R_2$$

$$q_3 = (w_3 \text{ dB } C_3) / G_3$$

$$q_4 = (w_3 \text{ dB } L_4) / R_4, \text{ etc.}$$

Para projeto do circuito passa-faixa, a faixa de passagem a  $-3\text{dB}$  deve substituir  $w_3 \text{ dB}$ . Deve-se ligar um indutor em paralelo com cada capacitor e ligar um capacitor em série com cada indutor. Cada um desses novos circuitos, deve ser ressonante na frequência  $f_0 = (f_1 f_2)^{1/2}$ .

Na figura (28) da página 220, obtêm-se da quarta linha da parte superior os seguintes dados para saída resistiva:

$$\left( \frac{V_P}{V_V} \right)_{\text{dB}} = 1$$

$$q_{2,3,4} = 118$$

$$q_1 = 2,21$$

$$k_{12} = 0,633$$

$$k_{23} = 0,535$$

$$k_{34} = 0,538$$

$$k_{45} = 0,635$$

$$q_5 = 2,21$$

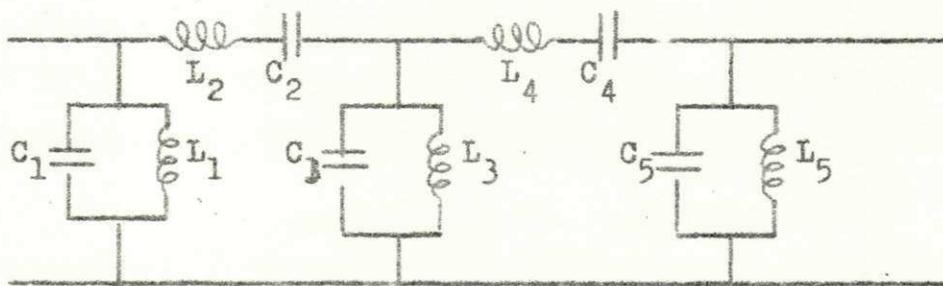


Figura B.5 - Filtro Passa-Faixa de Chebishev  
( com 5 pólos )

Usando a relação  $1/R_1 C_1 = B/q_1$ , fazendo  $R_1 = 600 \text{ ohm}$  e sabendo que  $q_1 = 2,21$  e  $B = 400 \text{ Hz}$ , então  $C_1 = 2,94 \text{ uF}$ . Desta maneira, todos os demais elementos podem ser determinados.

Na tabela abaixo, são apresentados os valores resultantes dos componentes reativos ( ou parâmetros ) do filtro, de impedância característica de :  $R_1 = 600$  ohms, e  $R_2 = 150$  ohms.

	<u><math>R_1 = 600</math> ohms</u>	<u><math>R_2 = 150</math> ohms</u>
$C_1 =$	2,94 uF	11,76 uF
$L_1 =$	1,069 mH	0,274 mH
$L_2 =$	0,54 H	135 mH
$C_2 =$	0,0059 uF	0,0236 uF
$C_3 =$	4,06 uF	16,24 uF
$L_4 =$	537 mH	134 mH
$C_4 =$	0,00638 uF	0,02552 uF
$C_5 =$	2,95 uF	11,8 uF
$L_5 =$	1,1 mH	0,275 mH

Comparando os resultados obtidos para os filtros Chebyshev e Butterworth, constata-se que o primeiro tem melhor resposta em frequência, mas o filtro de Butterworth é de construção mais simples.

---

Referência:

1. Veja Bibliografia 6, ch. 11.

## APÊNDICE C

"SPEECH SCRAMBLING" DIGITALC.1 - Speech Scrambling Digital Usando OU Exclusivo

O "speech scrambling" digital pode ser feito usando um OU exclusivo, como mostra a figura (C.1). Por exemplo, se o sinal de entrada tiver amplitude normalizada igual a 78, sua forma binária (7 - bits) será 1001110. Se o código digital for 1010101, a saída será 0011011, que é equivalente a uma amplitude análogo de 27. Em "descrambling", o processo é inverso e portanto, o sistema tem a vantagem de ser reversível.

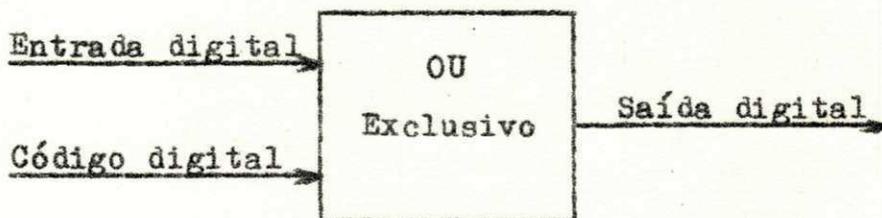


Figura C.1 - "Speech Scrambler" Digital Usando OU Exclusivo (Reversível)

Usando os códigos digitais 1010101 e 1010110, pode ser calculada e plotada a conversão entre os sinais análogos de entrada e saída (V. figura C.2).

Na figura (C.2), nota-se que as curvas são discretas. Para cada sinal de entrada, há um único sinal de saída correspondente. A conversão é não linear, permitindo obter melhor "scrambling". Verifica-se ainda que as curvas 1 e 2 diferem muito pouco entre si, porque os códigos digitais são adjacentes, sendo necessário, portanto, efetuar experimentalmente a escolha do código.

Figura C.2 - Conversão Entre os Sinais de um  
"Speech Scrambler" Digital Usan-  
do OU Exclusivo

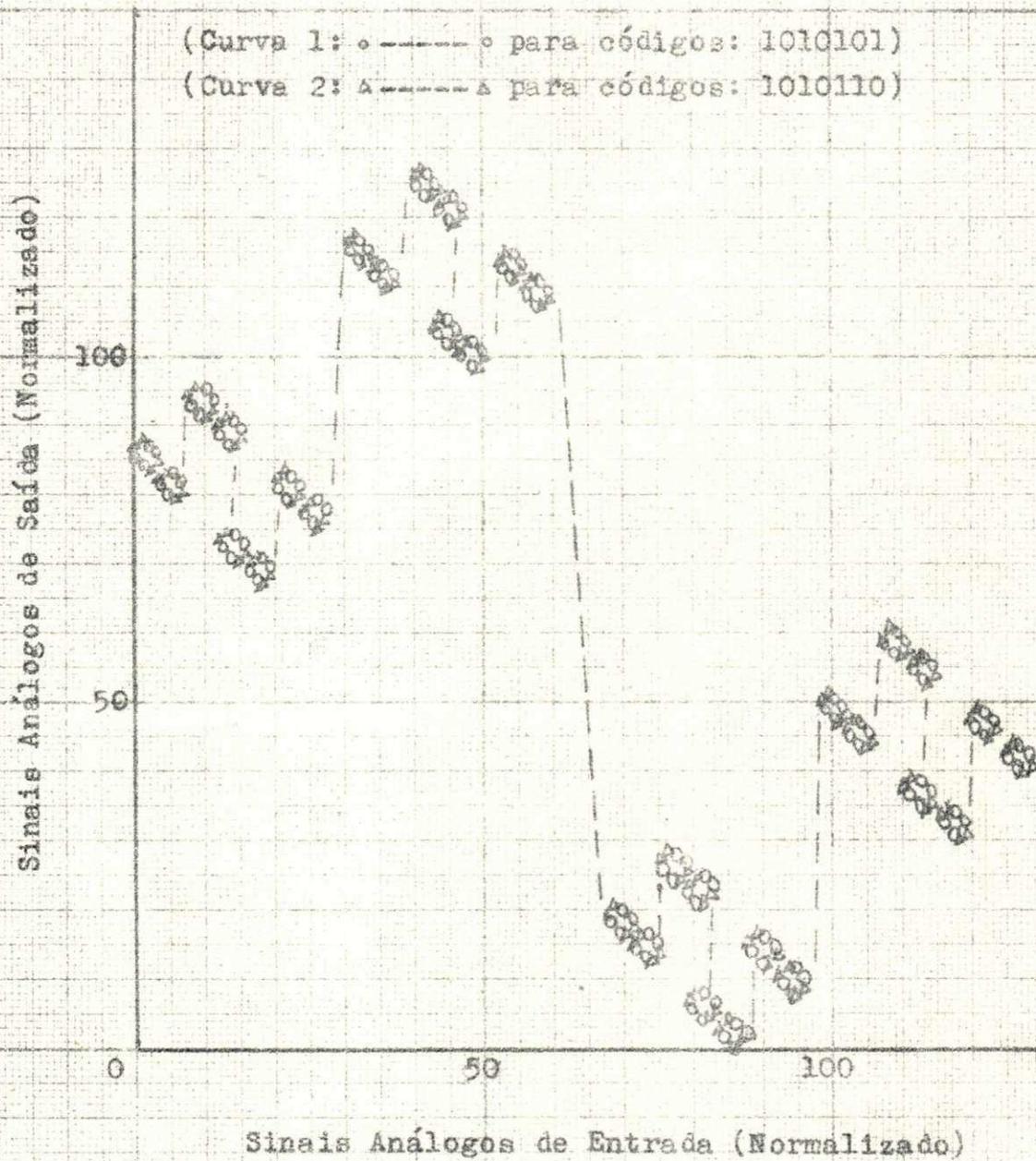


Tabela C.1. - Conversões entre Sinais de Entrada e Saída para Códigos 1010101 e 1010110 de Um 7-Bit "Speech Scrambler" Digital Usando OU Exclusivo

Entrada Digital ⊕ Código Digital = Saída Digital

Entradas		Saídas para Código 1010101		Saídas para Código 1010110	
Análogo	Digital	Digital	Análogo	Digital	Análogo
0	0000000	1010101	85	1010110	86
1	0000001	1010100	84	1010111	87
2	0000010	1010111	87	1010100	84
3	0000011	1010110	86	1010101	85
4	0000100	1010001	81	1010010	82
5	0000101	1010000	80	1010011	83
6	0000110	1010011	83	1010000	80
7	0000111	1010010	82	1010001	81
8	0001000	1011101	93	1011110	94
9	0001001	1011100	92	1011111	95
10	0001010	1011111	95	1011100	92
11	0001011	1011110	94	1011101	93
12	0001100	1011001	89	1011010	90
13	0001101	1011000	88	1011011	91
14	0001110	1011011	91	1011000	88
15	0001111	1011010	90	1011001	89
16	0010000	1000101	69	1000110	70
17	0010001	1000100	68	1000111	71

18	0010010	1000111	71	1000100	68
19	0010011	1000110	70	1000101	69
20	0010100	1000001	65	1000010	66
21	0010101	1000000	64	1000011	67
22	0010110	1000011	67	1000000	64
23	0010111	1000010	66	1000001	65
24	0011000	1001101	77	1001110	78
25	0011001	1001100	76	1001111	79
26	0011010	1001111	79	1001100	76
27	0011011	1001110	78	1001101	77
28	0011100	1001001	73	1001010	74
29	0011101	1001000	72	1001011	75
30	0011110	1001011	75	1001000	72
31	0011111	1001010	74	1001001	73
32	0100000	1110101	117	1110110	118
33	0100001	1110100	116	1110111	119
34	0100010	1110111	119	1110100	116
35	0100011	1110110	118	1110101	117
36	0100100	1110001	113	1110010	114
37	0100101	1110000	112	1110011	115
38	0100110	1110011	115	1110000	112
39	0100111	1110010	114	1110001	113
40	0101000	1111101	125	1111110	126
41	0101001	1111100	124	1111111	127
42	0101010	1111111	127	1111100	124
43	0101011	1111110	126	1111101	125
44	0101100	1111001	121	1111010	122
45	0101101	1111000	120	1111011	123
46	0101110	1111011	123	1111000	120
47	0101111	1111010	122	1111001	121
48	0110000	1100101	101	1100110	102
49	0110001	1100100	100	1100111	103
50	0110010	1100111	103	1100100	100
51	0110011	1100110	102	1100101	101

52	0110100	1100001	97	1100010	98
53	0110101	1100000	96	1100011	99
54	0110110	1100011	99	1100000	96
55	0110111	1100010	98	1100001	97
56	0111000	1101101	109	1101110	110
57	0111001	1101100	108	1101111	111
58	0111010	1101111	111	1101100	108
59	0111011	1101110	110	1101101	109
60	0111100	1101001	105	1101010	106
61	0111101	1101000	104	1101011	107
62	0111110	1101011	107	1101000	104
63	0111111	1101010	106	1101001	105
64	1000000	0010101	21	0010110	22
65	1000001	0010100	20	0010111	23
66	1000010	0010111	23	0010100	20
67	1000011	0010110	22	0010101	21
68	1000100	0010001	17	0010010	18
69	1000101	0010000	16	0010011	19
70	1000110	0010011	19	0010000	16
71	1000111	0010010	18	0010001	17
72	1001000	0011101	29	0011110	30
73	1001001	0011100	28	0011111	31
74	1001010	0011111	31	0011100	28
75	1001011	0011110	30	0011101	29
76	1001100	0011001	25	0011010	26
77	1001101	0011000	24	0011011	27
78	1001110	0011011	27	0011000	24
79	1001111	0011010	26	0011001	25
80	1010000	0000101	5	0000110	6
81	1010001	0000100	4	0000111	7
82	1010010	0000111	7	0000100	4
83	1010011	0000110	6	0000101	5
84	1010100	0000001	1	0000010	2
85	1010101	0000000	0	0000011	3

86	1010110	0000011	3	0000000	0
87	1010111	0000010	2	0000001	1
88	1011000	0001101	13	0001110	14
89	1011001	0001100	12	0001111	15
90	1011010	0001111	15	0001100	12
91	1011011	0001110	14	0001101	13
92	1011100	0001001	9	0001010	10
93	1011101	0001000	8	0001011	11
94	1011110	0001011	11	0001000	8
95	1011111	0001010	10	0001001	9
96	1100000	0110100	53	0110110	54
97	1100001	0110100	52	0110111	55
98	1100010	0110111	55	0110100	52
99	1100011	0110110	54	0110101	53
100	1100100	0110001	49	0110010	50
101	1100101	0110000	48	0110011	51
102	1100110	0110011	51	0110000	48
103	1100111	0110010	50	0110001	49
104	1101000	0111101	61	0111110	62
105	1101001	0111100	60	0111111	63
106	1101010	0111111	63	0111100	60
107	1101011	0111110	62	0111101	61
108	1101100	0111001	57	0111010	58
109	1101101	0111000	56	0111011	59
110	1101110	0111011	59	0111000	56
111	1101111	0111010	58	0111001	57
112	1110000	0100101	37	0100110	38
113	1110001	0100100	36	0100111	39
114	1110010	0100111	39	0100100	36
115	1110011	0100110	38	0100101	37
116	1110100	0100001	33	0100010	34
117	1110101	0100000	32	0100011	35
118	1110110	0100011	35	0100000	32

119	1110111	0100010	34	0100001	33
120	1111000	0101101	45	0101110	46
121	1111001	0101100	44	0101111	47
122	1111010	0101111	47	0101100	44
123	1111011	0101110	46	0101101	45
124	1111100	0101001	41	0101010	42
125	1111101	0101000	40	0101011	43
126	1111110	0101011	43	0101000	40
127	1111111	0101010	42	0101001	41

-----o-----

### C.2 - "Speech Scrambling" Digital Usando Mudança de Ordem Sequencial Binária

O "scrambling" digital pode ser obtido por mudança da ordem sequencial binária de maneira análoga à feita no "speech scrambler" por divisão de espectro. As posições relativas dos elementos da sequência binária podem ser mudadas ou intercambiadas. Em "descrambling", deve-se usar o processo inverso, de modo que a ordem digital mudada seja transformada na ordem original. Se for usado um circuito reversível, apenas é possível o intercâmbio entre dois bits correspondentes. Neste caso, como nos demais processos, a validade de cada código deve ser verificada experimentalmente.

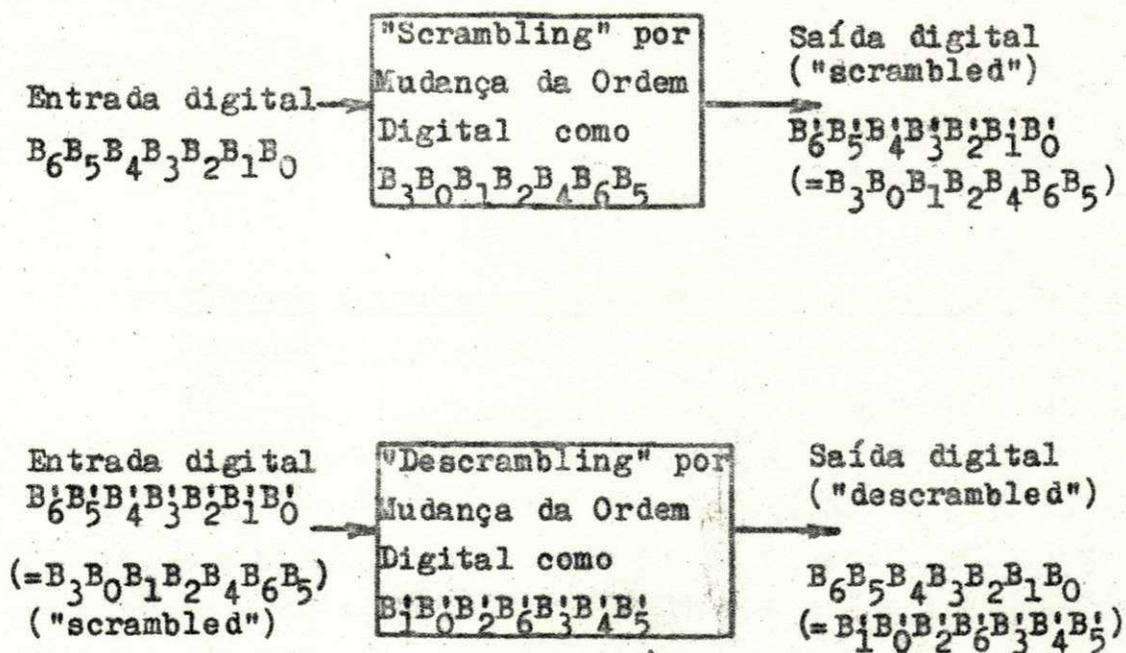


Figura C.3 - "Scrambling" e Descrambling" Digital Usando Mudança da Ordem Digital

Por exemplo, se uma entrada digital de 7-bits,  $B_6 B_5 B_4 B_3 B_2 B_1 B_0$ , é rearranjada na ordem  $B_3 B_0 B_1 B_2 B_4 B_6 B_5$  (=

$B_6' B_5' B_4' B_3' B_2' B_1' B_0'$ ) como a sequência binária para transmissão o processo de "descrambling" deve ser, então, na ordem de  $B_1' B_0' B_2' B_6' B_3' B_4' B_5'$  para recuperar o sinal digital original  $B_6 B_5 B_4 B_3 B_2 B_1 B_0$  (e vice-versa), como mostra a figura (C.3).

Se apenas forem feitos intercâmbios das posições relativas de dois bits correspondentes, o processo será reversível, como ilustra a figura (C.4).

A conversão entre os sinais análogos de entrada e saída dos dois exemplos dados acima foi calculada e plotada nas figuras (C.5), (C.6) e (C.7).

Daquelas curvas, verifica-se que a conversão dos sinais análogos de entrada e saída aparecem sob a forma de excursões em zigue-zague, excetuando-se os dois pontos extremos. A performance de "scrambling" é melhor que a descrita na seção (C.1).

Comparando as curvas, constata-se, ainda, que os resultados da figura (C.5) são o inverso dos da figura (C.6), e vice-versa, por serem usados códigos pares de "scrambling-descrambling". Por sua vez, os resultados da figura (C.7) são simétricos diagonalmente, já que o código é reversível.

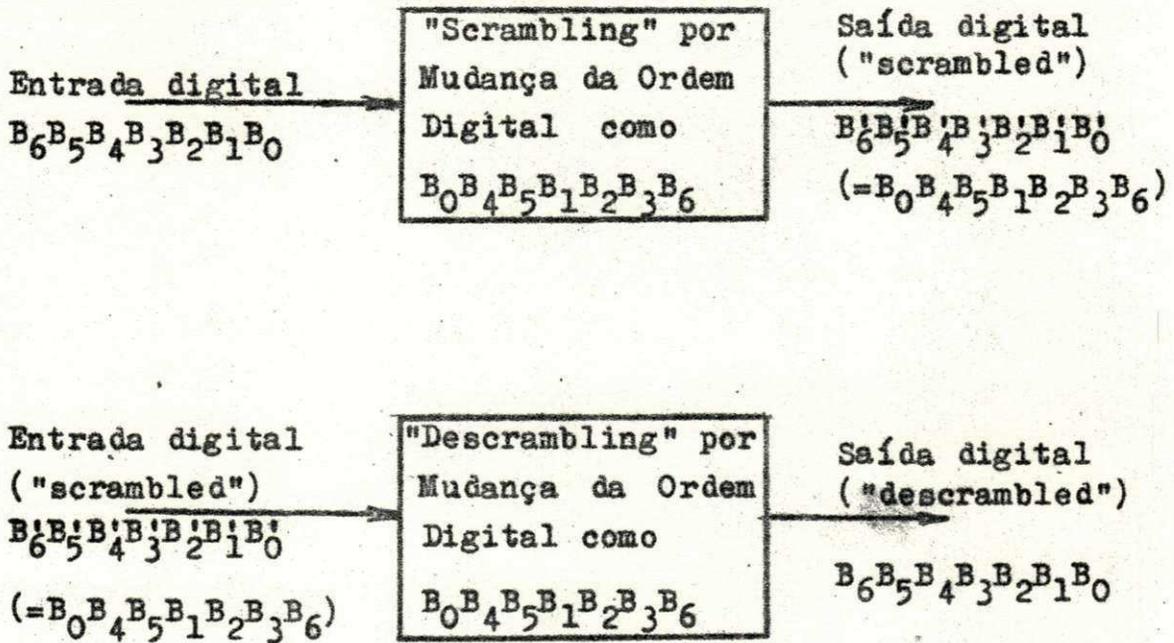


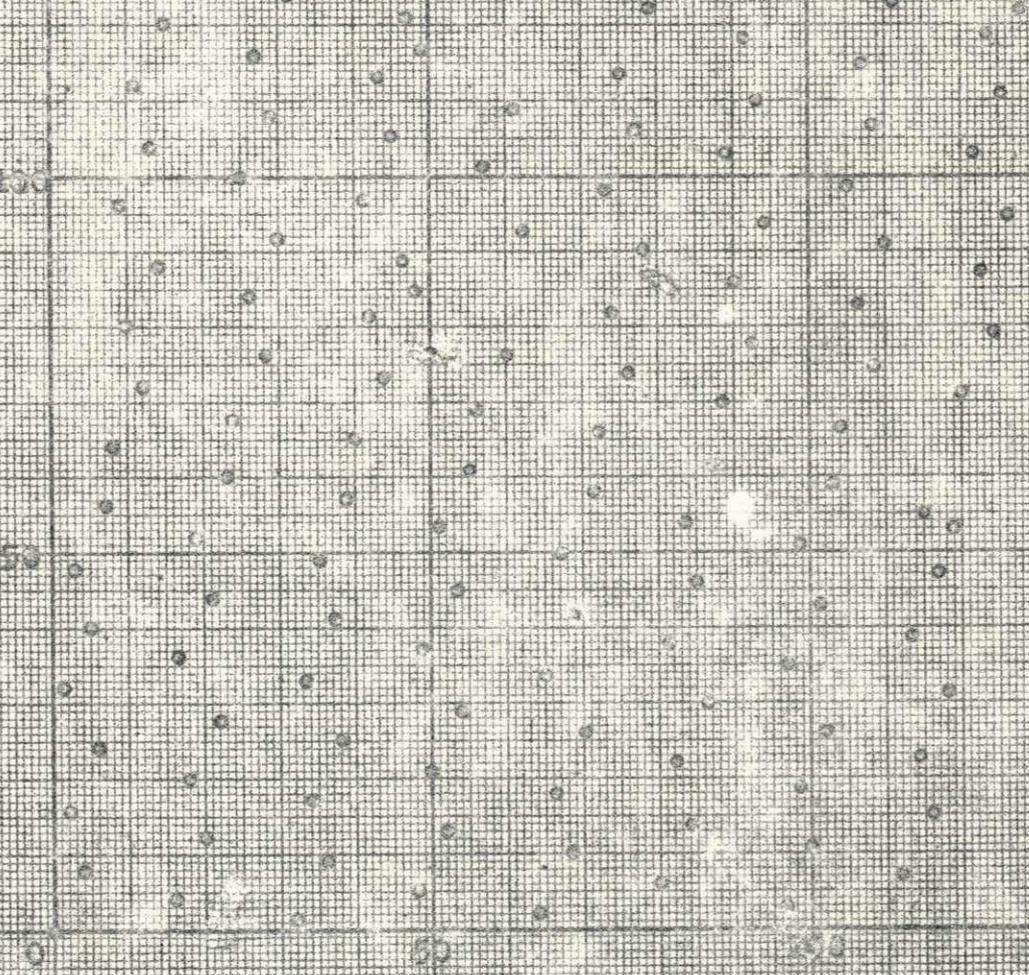
Figura C.4 - "Speech Scrambler" Digital Usando Mudança da Ordem Digital (Reversível)

Figura 0.9 - Conversão Entre os Sinais Analógico de Entrada e Saída do "Speech Scrambler" Digital (7-bits) por Interposição de Ordem (1962)

(Ordem de Ordem Digital Usado: 3, 8, 1, 5, 4, 2, 6, 7)

Sinais Analógicos de Saída (Normalizado)

Sinais Analógicos de Entrada (Normalizado)



25  
20  
15  
10  
5  
0

Figura G.6 - Conversão entre os Sinais Analógicos de Entrada e Saída de um "Speech Synthesizer" Digital (7-bits) em Função do Ordenamento

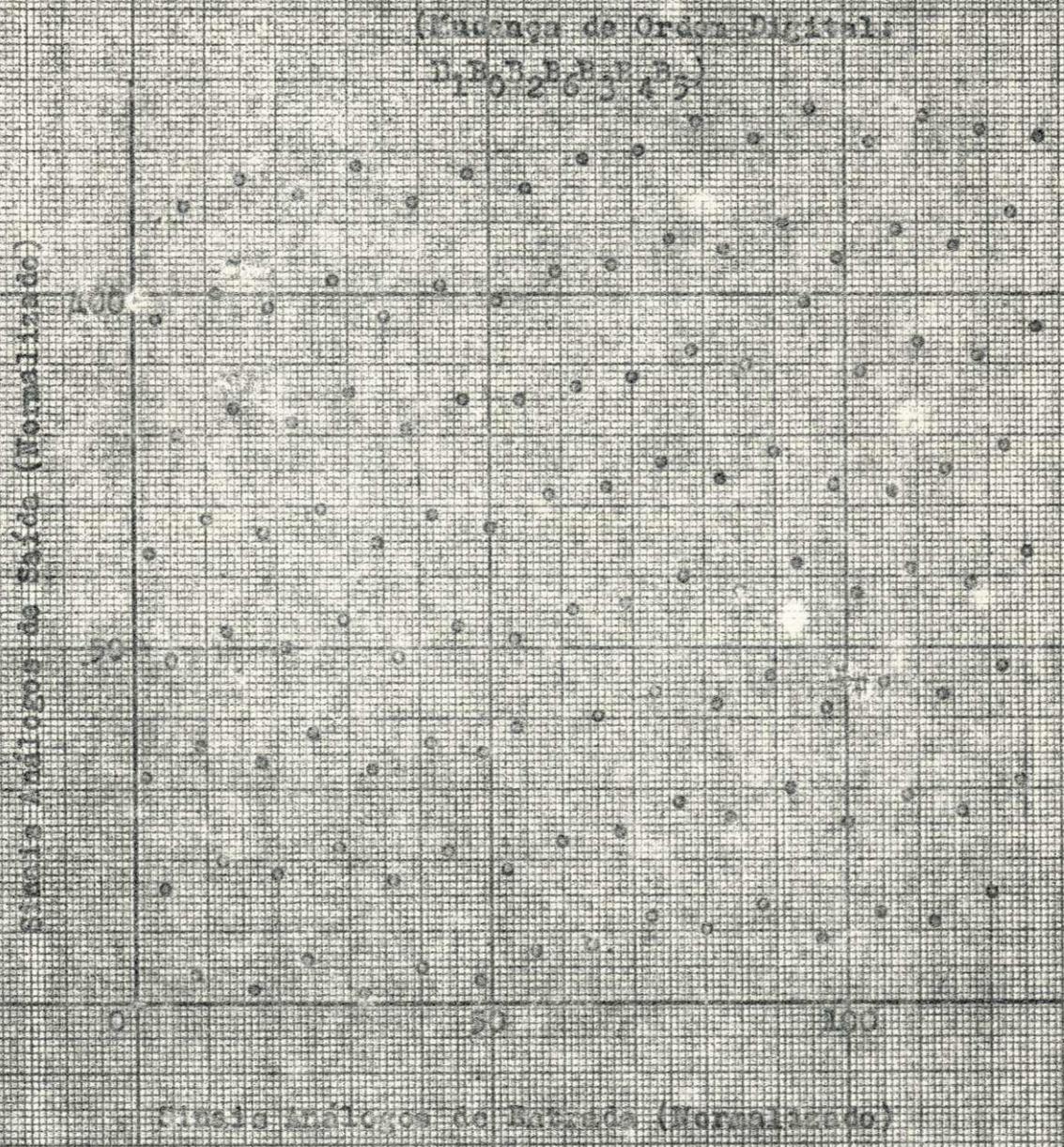


Figura C.7 - Conversão Entre os Sistemas Alfabéticos de Escrita e Seta de um "Speech Computer" Digital (7-bits) por Unidade de Ordem Digital

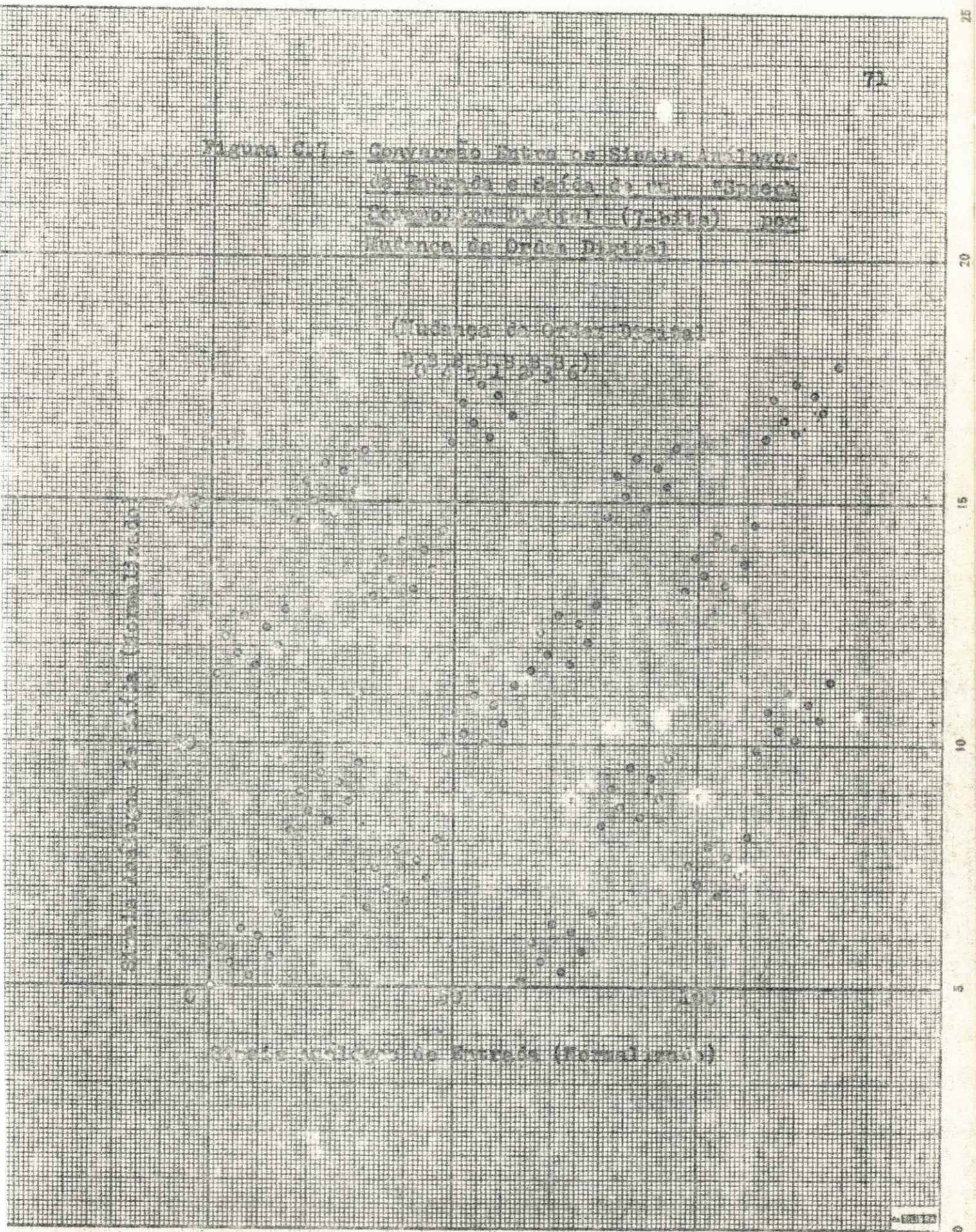


Tabela C.3. - Conversões entre Sinais de Entradas e Saídas de Um 7-Bit Binário "Speech Scrambler" pela Mudança de Ordem Digital

Entradas		Saídas		Saídas		Saídas	
Análogo	Digital B <sub>6</sub> B <sub>5</sub> B <sub>4</sub> B <sub>3</sub> B <sub>2</sub> B <sub>1</sub> B <sub>0</sub>	Digital B <sub>3</sub> B <sub>0</sub> B <sub>1</sub> B <sub>2</sub> B <sub>4</sub> B <sub>6</sub> B <sub>5</sub>	Análogo	Digital B <sub>1</sub> B <sub>0</sub> B <sub>2</sub> B <sub>6</sub> B <sub>3</sub> B <sub>4</sub> B <sub>5</sub>	Análogo	Digital B <sub>0</sub> B <sub>4</sub> B <sub>5</sub> B <sub>1</sub> B <sub>2</sub> B <sub>3</sub> B <sub>6</sub>	Análogo
0	0000000	0000000	0	0000000	0	0000000	0
1	0000001	0100000	32	0100000	32	1000000	64
2	0000010	0010000	16	1000000	64	0001000	8
3	0000011	0110000	48	1100000	96	1001000	72
4	0000100	0001000	8	0010000	16	0000100	4
5	0000101	0101000	40	0110000	48	1000100	68
6	0000110	0011000	24	1010000	80	0001100	12
7	0000111	0111000	56	1110000	112	1001100	76
8	0001000	1000000	64	0000100	4	0000010	2
9	0001001	1100000	96	0100100	36	1000010	66
10	0001010	1010000	80	1000100	68	0001010	10
11	0001011	1110000	112	1100100	100	1001010	74
12	0001100	1001000	72	0010100	20	0000110	6
13	0001101	1101000	104	0110100	52	1000110	70
14	0001110	1011000	88	1010100	84	0001110	14

15	0001111	1111000	120	1110100	116	1001110	78
16	0010000	0000100	4	0000010	2	0100000	32
17	0010001	0100100	36	0100010	34	1100000	96
18	0010010	0010100	20	1000010	66	0101000	40
19	0010011	0110100	52	1100010	98	1101000	104
20	0010100	0001100	12	0010010	18	0100100	36
21	0010101	0101100	44	0110010	50	1100100	100
22	0010110	0011100	28	1010010	82	0101100	44
23	0010111	0111100	60	1110010	114	1101100	108
24	0011000	1000100	68	0000110	6	0100010	34
25	0011001	1100100	100	0100110	38	1100010	98
26	0011010	1000100	84	1000110	70	0101010	42
27	0011011	1110100	116	1100110	102	1101010	106
28	0011100	1001100	76	0010110	22	0100110	38
29	0011101	1101100	108	0110110	54	1100110	102
30	0011110	1011100	92	1010110	86	0101110	46
31	0011111	1111100	124	1110110	118	1101110	110
32	0100000	0000001	1	0000001	1	0010000	16
33	0100001	0100001	33	0100001	33	1010000	80
34	0100010	0010001	17	1000001	65	0011000	24
35	0100011	0110001	49	1100001	97	1011000	88
36	0100100	0001001	9	0010001	17	0010100	20
37	0100101	0101001	41	0110001	49	1010100	84
38	0100110	0011001	25	1010001	81	0011100	28

39	0100111	0111001	57	1110001	113	1011100	92
40	0101000	1000001	65	0000101	5	0010010	18
41	0101001	1100001	97	0100101	37	1010010	82
42	0101010	1010001	81	1000101	69	0011010	26
43	0101011	1110001	113	1100101	101	1011010	90
44	0101100	1001001	73	0010101	21	0010110	22
45	0101101	1101001	105	0110101	53	1010110	86
46	0101110	1011001	89	1010101	85	0011110	30
47	0101111	1111001	121	1110101	117	1011110	94
48	0110000	0000101	5	0000011	3	0110000	48
49	0110001	0100101	37	0100011	35	1110000	112
50	0110010	0010101	21	1000011	67	0111000	56
51	0110011	0110101	53	1100011	99	1111000	120
52	0110100	0001101	13	0010011	19	0110100	52
53	0110101	0101101	45	0110011	51	1110100	116
54	0110110	0011101	29	1010011	83	0111100	60
55	0110111	0111101	61	1110011	115	1111100	124
56	0111000	1000101	69	0000111	7	0110010	50
57	0111001	1100101	101	0100111	39	1110010	114
58	0111010	1010101	85	1000111	71	0111010	58
59	0111011	1110101	107	1100111	103	1111010	122
60	0111100	1001101	77	0010111	23	0110110	54
61	0111101	1101101	109	0110111	55	1110110	118
62	0111110	1011101	93	1010111	87	0111110	62
63	0111111	1111101	125	1110111	119	1111110	126

64	1000000	0000010	2	0001000	8	0000001	1
65	1000001	0100010	34	0101000	40	1000001	65
66	1000010	0010010	18	1001000	72	0001001	9
67	1000011	0110010	50	1101000	104	1001001	73
68	1000100	0001010	10	0011000	24	0000101	5
69	1000101	0101010	42	0111000	56	1000101	69
70	1000110	0011010	26	1011000	88	0001101	13
71	1000111	0111010	58	1111000	120	1001101	77
72	1001000	1000010	66	0001100	12	0000011	3
73	1001001	1100010	98	0101100	44	1000011	67
74	1001010	1010010	82	1001100	76	0001011	11
75	1001011	1110010	114	1101100	108	1001011	75
76	1001100	1001010	74	0011100	28	0000111	7
77	1001101	1101010	106	0111100	60	1000111	71
78	1001110	1011010	90	1011100	92	0001111	15
79	1001111	1111010	122	1111100	124	1001111	79
80	1010000	0000110	6	0001010	10	0100001	33
81	1010001	0100110	38	0101010	42	1100001	97
82	1010010	0010110	22	1001010	74	0101001	41
83	1010011	0110110	54	1101010	106	1101001	105
84	1010100	0001110	14	0011010	26	0100101	37
85	1010101	0101110	46	0111010	58	1100101	101
86	1010110	0011110	30	1011010	90	0101101	45
87	1010111	0111110	62	1111010	122	1101101	109
88	1011000	1000110	70	0001110	14	0100011	35

89	1011001	1100110	102	0101110	46	1100011	99
90	1011010	1010110	86	1001110	78	0101011	43
91	1011011	1110110	118	1101110	110	1101011	107
92	1011100	1001110	78	0011110	30	0100111	39
93	1011101	1101110	110	0111110	62	1100111	103
94	1011110	<del>1011110</del>	94	1011110	94	0101111	47
95	1011111	1111110	126	1111110	126	1101111	111
96	1100000	0000011	3	0001001	9	0010001	17
97	1100001	0100011	35	0101001	41	1010001	81
98	1100010	0010011	19	1001001	73	0011001	25
99	1100011	0110011	51	1101001	105	1011001	89
100	1100100	0001011	11	1100110	25	0010101	21
101	1100101	0101011	43	0111001	57	1010101	85
102	1100110	0011011	27	1011001	89	0011101	29
103	1100111	0111011	59	1111001	121	1011101	93
104	1101000	1000011	67	0001101	13	0010011	19
105	1101001	1100011	99	0101101	45	1010011	83
106	1101010	1010011	83	1001101	77	0011011	27
107	1101011	1110011	115	1101101	109	1011011	91
108	1101100	1001011	75	0011101	29	0010111	23
109	1101101	1101011	107	0111101	61	1010111	87
110	1101110	1011011	91	1011101	93	0011111	31
111	1101111	1111011	123	1111101	125	1011111	95
112	1110000	0000111	7	0001011	11	0110001	49
113	1110001	0100111	39	0101011	43	1110001	113

114	1110010	0010111	23	1001011	75	0111001	57
115	1110011	0110111	55	1101011	107	1111001	121
116	1110100	0001111	15	0011011	27	0110101	53
117	1110101	0101111	47	0111011	59	1110101	117
118	1110110	0011111	31	1011011	91	0111101	61
119	1110111	0111111	63	1111011	123	1111101	125
120	1111000	1000111	71	0001111	15	0110011	51
121	1111001	1100111	103	0101111	47	1110011	115
122	1111010	1010111	87	1001111	79	0111011	59
123	1111011	1110111	119	1101111	111	1111011	123
124	1111100	1001111	79	0011111	31	0110111	55
125	1111101	1101111	111	0111111	63	1110111	119
126	1111110	1011111	95	1011111	95	0111111	63
127	1111111	1111111	127	1111111	127	1111111	127

-----o-----

BIBLIOGRAFIA

1. Carlson, A. Bruce: "Communication System" McGraw-Hill Book Company, New York, 1968.
2. Das, J.: "Bandwidth Compression of Speech", Eletron Technol., pp 298-300, August 1961.
3. Fletcher, Harvey: "Speech and Hearing in Communication", D. Van Nostrand Company, Inc., Princeton, N.J., 1953
4. French, R.C.: "Speech Scrambling", Electronics and Power, England, pp 203-204, July 1972.
5. Honey, J.F. and D.K. Weaver, Jr.: "An Introduction to Single Sideband Communication", pp 1667-1675, Proceeding of the IRE, December 1956.
6. Kuo, Franklin F.: "Network Analysis and Synthesis", John Wiley and Sons, Inc., International Edition, Japan, 1963.
7. Lubkin, Yale Jay: "Filter Systems and Design: Electrical, Microwave, and Digital", Addison-Wesley Publishing Company, 1970.
8. Milman, Jacob and Herbert Taub: "Pulse, Digital, and Switching Waveforms", McGraw-Hill Book Company, International Edition, Japan, 1965.
9. Panter, Philip F.: "Modulation, Noise and Spectral Analysis", McGraw-Hill Book Company, New York, 1965.

10. Pappenfus, E.W. and others: "Single Sideband Principles and Circuits", McGraw-Hill Book Company New York, 1964.
11. Schwartz, M.: "Information Transmission, Modulation and Noise", McGraw-Hill Book Company, New York, 1954.
12. Sunde, Erling D.: "Communication Systems Engineering Theory", John Wiley and Sons, Inc., New York, 1969.
13. Terman, Frederick E. and others: "Electronic and Radio Engineering", McGraw-Hill Book Company, New York, 1955.
14. The Staff of ITT: "Reference Data for Radio Engineers", 4th Edition, International Telephon and Telegraph Corporation, 1956.
15. Weaver, Donald K., Jr.: "A Third Method of Generation + Detection of Single-Sideband Signals", pp 1703-1705, Proceeding of the IRE, December 1956.