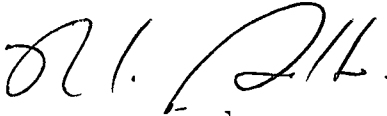
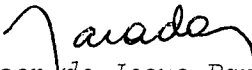
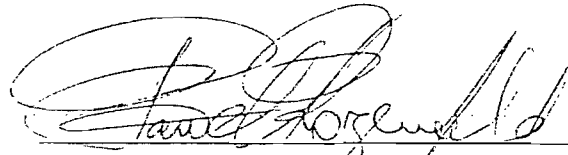


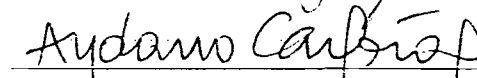
1. Publicação nº <i>INPE-2691-TDL/127</i>	2. Versão	3. Data <i>Abril, 1983</i>	5. Distribuição ☐ Interna ☒ Externa ☐ Restrita
4. Origem <i>DRH-DTL</i>	Programa <i>FRH/ECO</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>TELECOMUNICAÇÕES</i> <i>SINTETIZADORES</i> <i>"PHASE-LOCKED-LOOP"</i>			
7. C.D.U.: 621.374.4			
8. Título <i>SINTETIZADORES DE FREQUÊNCIAS EM VHF</i>		10. Páginas: 121	
		11. Última página: C.3	
		12. Revisada por	
9. Autoria <i>Paulo Adabo</i>		 <i>Aydano Barreto Carleial</i>	
 Assinatura responsável		13. Autorizada por  <i>Nelson de Jesus Parada</i> Diretor	
14. Resumo/Notas <i>Este trabalho consiste no estudo, projeto e implementação prática de sintetizadores de frequências na faixa de VHF. Faz-se uma descrição das diversas técnicas de síntese; a mais utilizada, que é apresentada em detalhes neste trabalho, é a síntese de frequências através de um PLL ("phase-locked loop"), também conhecida como síntese coerente indireta. Esta técnica consiste basicamente na utilização de um PLL com um divisor programável na malha de realimentação. A frequência de saída é função do valor do divisor. Foram desenvolvidos dois sintetizadores na faixa de VHF. Um deles fornece qualquer uma das 1.200 frequências entre 52,020 MHz e 87,990 MHz, com espaçamento uniforme de 30 kHz. A portadora SCPC ("single channel per carrier" - canal único por portadora) gerada por este sintetizador sai modulada em FM por um sinal de voz. Portanto este sintetizador também tem a função de modulador FM. O outro sintetizador gera qualquer uma das 1.200 frequências entre 97,020 MHz e 132,990 MHz, também com espaçamento uniforme de 30 kHz. Este sintetizador tem a função de oscilador local da estação terrena SCPC.</i>			
15. Observações <i>Dissertação de Mestrado em Eletrônica e Telecomunicações aprovada em 04 de fevereiro de 1983.</i>			

Aprovada pela Banca Examinadora
em cumprimento a requisito exigido
para a obtenção do Título de Mestre
em Eletrônica e Telecomunicações

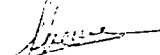
Dr. Pawel Rozenfeld


Presidente

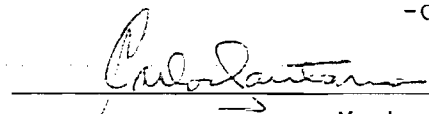
Dr. Áydano Barreto Carleial


Orientador

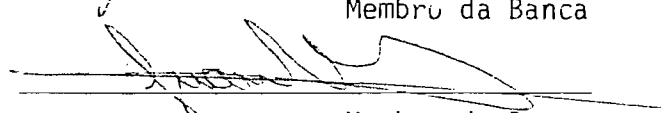
Dr. Fernando T. Sakane


Membro da Banca
-convidado-

Dr. Carlos Eduardo Santana


Membro da Banca

Eng. Juan Suñe Perez, MSc.


Membro da Banca

Candidato: Paulo Adabo

São José dos Campos, 04 de fevereiro de 1983

ABSTRACT

This work comprises the study, design, and practical implementation of frequency synthesizers in the VHF band. A description of several synthesis techniques is given. The most widely used technique, which is presented in detail in this work, is that of frequency synthesis by PLL ("phase-locked loop"), also known as a coherent indirect synthesis. This technique basically consists in using a PLL with a programmable divisor in the feedback loop. The output frequency is a function of the value of the divisor. Two prototypes were developed in the VHF band. One of them provides any one of 1200 different frequencies between 52,020 MHz and 87,990 MHz, with uniform steps of 30 kHz. The SCPC ("single channel per carrier") carrier generated by this synthesizer comes out modulated in FM by a voice signal. Therefore this synthesizer also has the function of a FM modulator. The other synthesizer generates any one of 1200 different frequencies between 97,020 MHz and 132,990 MHz, also with uniform 30 kHz spacing. This synthesizer has the function of a local oscillator of the SCPC earth station.

AGRADECIMENTO

Ao Instituto de Pesquisas Espaciais pela oportunidade de realização deste trabalho.

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	<i>ix</i>
LISTA DE TABELAS	<i>xiii</i>
<u>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</u>	1
<u>CAPÍTULO 2 - PRINCÍPIOS E APLICAÇÕES DOS SINTETIZADORES DE FRE</u> <u>QUÊNCIAS</u>	3
2.1 - Síntese incoerente	4
2.2 - Síntese coerente direta	10
2.3 - Síntese coerente indireta	13
2.3.1 - Sintetizador coerente indireto de microondas	21
2.3.2 - Sintetizador coerente indireto de múltiplas malhas	23
2.4 - Síntese digital	26
<u>CAPÍTULO 3 - ASPECTOS TEÓRICOS DOS SINTETIZADORES COERENTES INDI</u> <u>RETOS</u>	27
3.1 - Equações gerais	28
3.1.1 - Equações para o sintetizador de primeira ordem	29
3.1.2 - Equações para o sintetizador de segunda ordem com fil tro passivo	30
3.1.3 - Equações para o sintetizador de segunda ordem com fil tro ativo	32
3.2 - Análise da estabilidade dos sintetizadores	34
3.2.1 - Sintetizador de primeira ordem	35
3.2.2 - Sintetizador de segunda ordem com filtro passivo	36
3.2.3 - Sintetizador de segunda ordem com filtro ativo	37
3.3 - Resposta transitória	39
3.3.1 - Sintetizador de primeira ordem	39
3.3.2 - Sintetizador de segunda ordem com filtro passivo	41
3.3.3 - Sintetizador de segunda ordem com filtro ativo	43
3.4 - Ruído de fase nos sintetizadores	45
3.5 - Modulador FM	49

<u>CAPÍTULO 4 - PROJETO DOS SINTETIZADORES PARA ESTAÇÃO TERRENA</u>	
<u>SCPC</u>	55
4.1 - Especificação do sintetizador de transmissão	56
4.2 - Projeto do sintetizador de transmissão	57
4.2.1 - Divisor de frequências programável	57
4.2.2 - Oscilador controlado a tensão (VCO)	62
4.2.3 - Comparador de fase e filtro de malha	64
4.2.4 - Detector de retenção de fase	70
4.2.5 - Supressor de portadora	72
4.2.6 - Equalização do índice de modulação	73
4.2.7 - Filtro de saída	74
4.2.8 - Alimentação	75
4.3 - Especificação do sintetizador de recepção	76
4.4 - Projeto do sintetizador de recepção	76
4.4.1 - Divisor de frequências programável	77
4.4.2 - Oscilador controlado a tensão	79
4.4.3 - Comparador de fase e filtro de malha	81
4.4.4 - Detector de retenção de fase	81
4.4.5 - Filtro de saída	81
4.4.6 - Alimentação	82
<u>CAPÍTULO 5 - RESULTADOS E CONCLUSÕES</u>	83
5.1 - Sintetizador de transmissão	83
5.2 - Sintetizador de recepção	88
5.3 - Conclusão	92
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	95
APÊNDICE A - CÁLCULO DOS FILTROS DE MALHA DOS SINTETIZADORES	
APÊNDICE B - CIRCUITO ELÉTRICO DO SINTETIZADOR DE TRANSMISSÃO	
APÊNDICE C - CIRCUITO ELÉTRICO DO SINTETIZADOR DE RECEPÇÃO	

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 - Síntese de frequências incoerente (a), coerente (b), e digital (c)	4
2.2 - Sintetizador incoerente elementar	5
2.3 - Sintetizador incoerente	7
2.4 - Exemplo numérico de um sintetizador incoerente	9
2.5 - Sintetizador coerente direto	10
2.6 - Sintetizador coerente direto programável	11
2.7 - Sintetizador coerente direto, tipo "força bruta"	12
2.8 - Sintetizador de harmônicas	12
2.9 - Sintetizador de harmônicas com duplo misturador	13
2.10 - Síntese com PLL	14
2.11 - Sintetizador com divisor programável	15
2.12 - Sintetizador coerente indireto com multiplicador na saída	17
2.13 - Sintetizador coerente indireto com pré-divisor	17
2.14 - Sintetizador coerente indireto com pré-divisor com dois módulos de divisão	18
2.15 - Sintetizador com pré-divisor fixo	19
2.16 - Formas de onda do divisor	21
2.17 - Sintetizador de microondas	22
2.18 - Exemplo de sintetizador de microondas	23
2.19 - Sintetizador coerente indireto de duas malhas	24
2.20 - Exemplo de um sintetizador coerente indireto de múltiplas malhas	25
2.21 - Sintetizador digital	26
3.1 - Diagrama de blocos do sintetizador	27
3.2 - Representação do sintetizador no domínio da frequência ..	28
3.3 - Filtro de malha passivo	30
3.4 - Filtro de malha ativo	32
3.5 - Diagrama de Bode para o sintetizador de primeira ordem ..	35
3.6 - Diagrama de Bode para o sintetizador de segunda ordem com filtro passivo	37
3.7 - Diagrama de Bode para o sintetizador de segunda ordem com filtro ativo	38

3.8 - Erro de fase de um sintetizador de primeira ordem, devido a uma variação degrau de frequência na entrada	40
3.9 - Erro de fase de um sintetizador de segunda ordem com filtro passivo, devido a uma variação degrau de frequência na entrada	42
3.10 - Erro de fase de um sintetizador de segunda ordem com filtro ativo, devido a uma variação degrau de frequência na entrada	44
3.11 - Espectro do ruído de fase de um oscilador	45
3.12 - Espectro do ruído de fase composto por uma somatória de raias laterais	46
3.13 - Espectro do ruído de fase de um VCO	46
3.14 - Densidade de ruído de fase devido ao oscilador de referência	47
3.15 - Densidade do ruído de fase devido ao VCO	48
3.16 - Efeito da malha sobre o ruído de fase na saída	48
3.17 - Sintetizador como modulador FM	49
3.18 - Resposta do sintetizador de primeira ordem para modulação FM	50
3.19 - Resposta do sintetizador de segunda ordem com filtro passivo para modulação FM	51
3.20 - Resposta do sintetizador de segunda ordem com filtro ativo para modulação FM	53
4.1 - Diagrama do divisor de frequências programável	58
4.2 - Circuito elétrico do divisor de frequências programável..	60
4.3 - Diagrama de tempo para a divisão por 1735	61
4.4 - Circuito elétrico do VCO	62
4.5 - Curva característica do VCO	63
4.6 - Esquema do circuito MC4044	64
4.7 - Diagrama de tempo do comparador de fase 1	65
4.8 - Esquema elétrico do discriminador e do filtro	66
4.9 - Curva característica do comparador de fase	66
4.10 - Filtro de malha utilizado	67
4.11 - Filtro "notch"	69
4.12 - Diagramas do filtro "notch"	69
4.13 - Formas de onda	71
4.14 - Formas de onda do detector de retenção de fase	71

	<u>Pág.</u>
4.15 - Circuito detector de retenção de fase	71
4.16 - Curvas características do MOS-FET de porta dupla	72
4.17 - Circuito do supressor de portadora	73
4.18 - Circuito de equalização do Índice de modulação	74
4.19 - Filtro passa-baixas de saída do sintetizador de transmiss são	75
4.20 - Circuito eletrônico do divisor de frequências programável..	78
4.21 - Curva característica do VCO	80
4.22 - Filtro passa-baixas de saída do sintetizador de recepção.	82
5.1 - Espectro de saída do sintetizador de transmissão	85
5.2 - Espectro do ruído de fase do sintetizador de transmissão.	87
5.3 - Espectro de saída do sintetizador de recepção	89
5.4 - Espectro de ruído de fase do sintetizador de recepção ...	91

LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
4.1 - Especificações do sintetizador de transmissão	56
4.2 - Especificações do sintetizador de recepção	76
5.1 - Níveis de saída e espúrios do sintetizador de transmissão.	83
5.2 - Variação do índice de modulação em função dos canais	84
5.3 - Níveis de saída e espúrios do sintetizador de recepção ...	89

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A síntese de frequências é a geração de uma ou de várias frequências a partir de um ou de vários osciladores de referência, dependendo do tipo de aplicação. Um sintetizador bastante elementar seria um dispositivo capaz de gerar várias frequências a partir de uma rede de osciladores, pelo simples chaveamento destes osciladores. A precisão e a estabilidade das frequências de saída do sintetizador dependem fortemente da precisão e estabilidade dos osciladores de referência.

Nos primeiros sintetizadores de que se tem notícia, as frequências de saída eram geradas a partir de vários osciladores de referência. Esta técnica de geração é conhecida como síntese incoerente. Com o desenvolvimento dos sistemas de telecomunicações, outras técnicas mais elaboradas foram surgindo, possibilitando obter muitas frequências de saída com um único oscilador de referência. Estas técnicas são conhecidas como técnicas de síntese coerente. Atualmente já existem sintetizadores totalmente programáveis, com alta velocidade de chaveamento de frequência, alta estabilidade, incremento de frequências da ordem de microhertz e tamanho físico bastante reduzido.

Portanto, existem várias técnicas de construção de sintetizadores, as quais serão brevemente discutidas no Capítulo 2. Mas a técnica mais utilizada, a qual será o assunto deste trabalho, é a síntese de frequências através de um PLL ("phase-locked loop"), que é também conhecida como síntese coerente indireta. Um sintetizador coerente indireto consiste basicamente em um oscilador controlado a tensão (VCO - "Voltage Controlled Oscillator"), em um divisor de frequências programável, em um comparador de fase e em um filtro passa-baixas. A frequência de saída do oscilador controlado a tensão é dividida pelo divisor programável e, em seguida, a saída do divisor é comparada com um oscilador de

referência de alta estabilidade. O sinal de erro gerado na saída do com
parador de fase mantém a frequência de VCO no valor desejado. Com isso,
a frequência de saída é selecionada de acordo com o valor programado
no divisor de frequências. Uma característica bastante importante desde
este tipo de sintetizador é o tamanho físico reduzido que se consegue,
uma vez que circuitos integrados MSI podem ser utilizados no projeto.

Este trabalho consiste no estudo, projeto e implementa
ção prática de sintetizadores de frequências na faixa de VHF, utilizan
do PLL.

Estes sintetizadores foram especificados para atender
aos requisitos da unidade de canal de uma estação terrena para teleco
municações por satélite (Kono et alii, 1981). A estação terrena trans
mitirá e receberá sinais de voz pelo sistema SCPC. Um dos sintetizado
res tem a capacidade de gerar qualquer uma das 1200 frequências entre
52,020 MHz e 87,990 MHz, com espaçamento uniforme de 30 kHz entre fre
quências adjacentes. Este sintetizador gera qualquer uma das 1200 por
tadoras SCPC moduladas em FM por um sinal de voz. Portanto, este sinte
tizador também tem a função do modulador FM. No Capítulo 3 faz-se um co
mentário sobre a aplicação de sintetizadores como modulador FM. O ou
tro sintetizador tem a capacidade de gerar qualquer uma das 1200 fre
quências entre 97,020 MHz e 132,990 MHz, também com espaçamento unifor
me de 30 kHz. Este sintetizador tem a função de oscilador local da es
tação terrena, fazendo com que a estação tenha a possibilidade de re
ceber qualquer uma das 1200 portadoras diferentes, compreendidas entre
52,020 MHz e 87,990 MHz.

Este trabalho contém cinco capítulos. No Capítulo 2 faz
-se uma descrição das várias técnicas utilizadas na síntese de frequên
cias. No Capítulo 3 faz-se um estudo teórico dos sintetizadores de fre
quências coerentes indiretos. No Capítulo 4 descrevem-se as especifica
ções dos sintetizadores e apresenta-se o desenvolvimento dos projetos.
No Capítulo 5 apresentam-se os resultados obtidos e as conclusões.

CAPÍTULO 2

PRINCÍPIOS E APLICAÇÕES DOS SINTETIZADORES DE FREQUÊNCIAS

Já foram desenvolvidos diferentes tipos de sistemas para síntese de frequências. De uma maneira geral, estes sistemas utilizam técnicas que podem ser classificadas em: síntese de frequências incoerente, síntese de frequências coerente e síntese de frequências digital.

Na síntese de frequências incoerente, as frequências de saída são obtidas a partir de vários osciladores através de chaves, misturadores, filtros, multiplicadores e divisores. Na síntese de frequências coerente, as frequências de saída são obtidas a partir de um único oscilador através de misturadores, filtros, multiplicadores, divisores e PLL. Na síntese de frequências digital, amostras de sinais senoidais em forma digital são gerados a partir de uma memória e convertidos em sinais analógicos por um conversor digital/analógico, sendo em seguida filtrados.

Na Figura 2.1 é apresentada, de forma bastante esquemática, a distinção entre os três tipos mencionados de síntese de frequências.

A síntese coerente é ainda subdividida em direta e indireta. Na síntese coerente direta as frequências de saída são obtidas a partir de uma única fonte de referência através de multiplicadores, divisores, misturadores e filtros, enquanto na síntese coerente indireta utiliza-se o princípio de realimentação na geração das frequências. Isto é feito através de um PLL, o qual será discutido adiante.

A seguir faz-se uma breve descrição, em termos de diagramas de blocos, de alguns tipos de sintetizadores utilizados na prática, enfatizando suas vantagens e desvantagens.

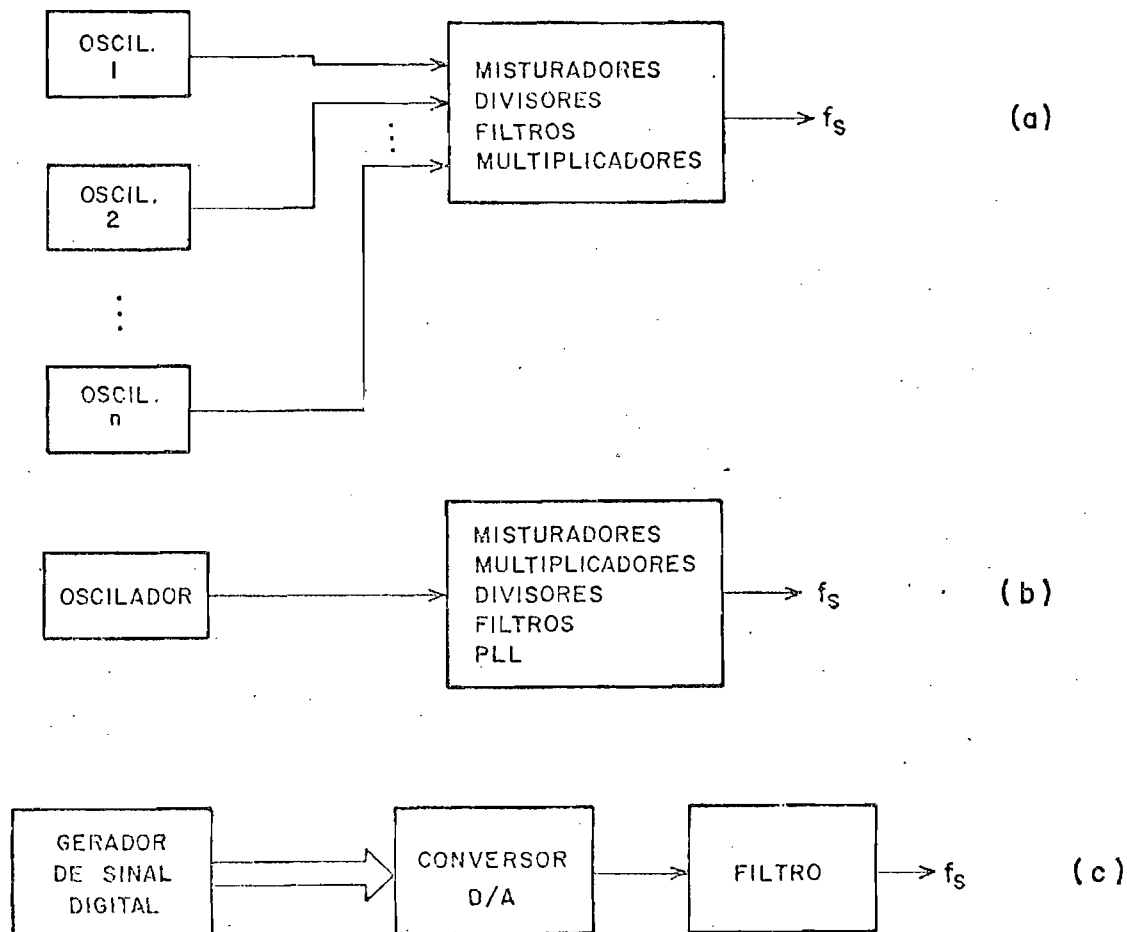


Fig. 2.1 - Síntese de frequências incoerente (a), coerente (b), e digital (c).

2.1 - SÍNTESE INCOERENTE

Como foi visto, na síntese incoerente as frequências de saída são obtidas a partir de vários osciladores.

Um sintetizador incoerente bastante elementar é o mostrado na Figura 2.2. Neste tipo de sintetizador, a estabilidade e precisão das frequências dependem exclusivamente da precisão e estabilidade de cada cristal. A desvantagem deste tipo de sintetizador é o grande número de cristais utilizados, pois a quantidade de frequências gera

das é igual à quantidade de cristais utilizados. Uma outra desvantagem é a necessidade de chavear também o circuito de sintonia do oscilador.

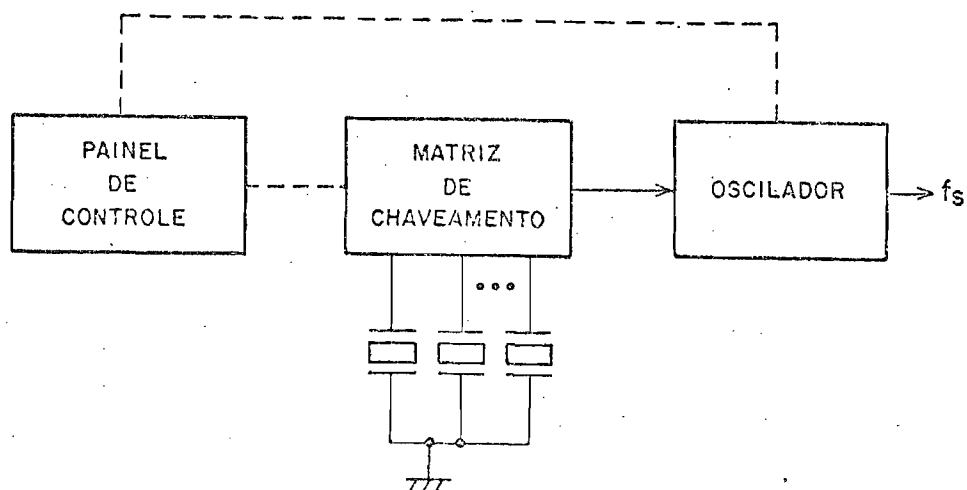


Fig. 2.2 - Sintetizador incoerente elementar.

Uma maneira de minimizar o número de cristais é utilizar o método de síntese apresentado na Figura 2.3 (Manassewitsch, 1976).

Na saída S_n tem-se:

$$S_n = f_{n-1} + f_n + \frac{(\Delta f_{0-9})_{n-1}}{10^{n-2}} + \frac{(\Delta f_{0-9})_n}{10^{n-1}},$$

onde Δf_{0-9} indica dez incrementos de frequências com $\Delta f_0=0$. Isto significa que o n -ésimo oscilador a cristal tem a capacidade de gerar um conjunto de dez frequências diferentes, que podem ser representadas por:

$$f_n, f_n + \frac{(\Delta f_1)_n}{10^{n-1}}, f_n + \frac{(\Delta f_2)_n}{10^{n-1}}, \dots, f_n + \frac{(\Delta f_9)_n}{10^{n-1}}.$$

A frequência da saída é a soma de todas as frequências:

$$f_s = f_1 + f_2 + \dots + f_{n-1} + f_n + (\Delta f_{0-9})_1 + \frac{(\Delta f_{0-9})_2}{10} + \dots + \frac{(\Delta f_{0-9})_{n-1}}{10^{n-2}} + \frac{(\Delta f_{0-9})_n}{10^{n-1}} . \quad (2.1)$$

Este tipo de sintetizador tem a capacidade de gerar 10^n frequências diferentes com um incremento de $(\Delta f_1)_n / 10^{n-1}$, com apenas $10.n$ cristais.

Em seguida será apresentado um exemplo numérico deste ul timo tipo de sintetizador. Para ilustrar, admita-se que se pretende im plementar um sintetizador com as seguintes características:

- faixa de frequência: 52,020 MHz a 87,990 MHz,
- incremento de frequência: 30 kHz,

que são as mesmas do sintetizador coerente indireto que se pretende im plementar neste trabalho.

Para gerar 1200 frequências diferentes, com um incremen to de 30 kHz, deve-se ter $n=4$ e $(\Delta f_1)_n / 10^{n-1} = 30$ kHz. Com isto tem-se:

$$\Delta f_0 = 0 ,$$

$$\Delta f_1 = 30 \text{ MHz} ,$$

$$\Delta f_2 = 60 \text{ MHz} ,$$

$$\vdots$$

$$\Delta f_9 = 270 \text{ MHz} .$$

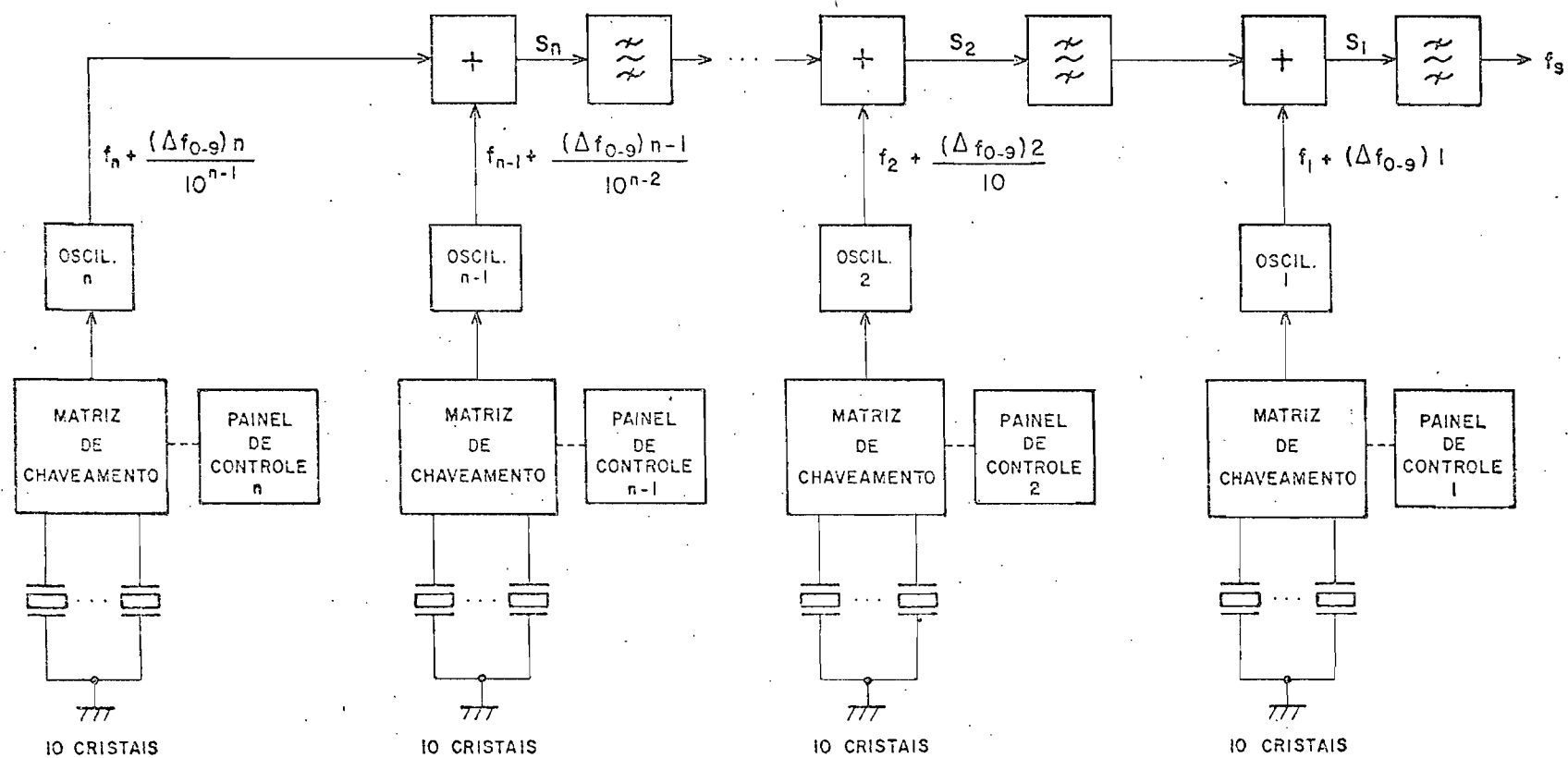


Fig. 2.3 - Sintetizador incoerente.

Usualmente f_1 , f_2 , f_3 e f_4 são escolhidos de maneira que os espúrios da saída sejam minimizados; mas, por simplicidade, este requisito não vai ser levado em consideração. Não se está também preocupado, neste exemplo, com a disponibilidade de cristais para oscilação nos valores requeridos. Tomando então, por exemplo:

$$f_1 = 41,020 \text{ MHz} ,$$

$$f_2 = 6 \text{ MHz} ,$$

$$f_3 = 3 \text{ MHz} , \text{ e}$$

$$f_4 = 2 \text{ MHz} ,$$

o sintetizador fica igual ao da Figura 2.4. Na mesma figura é mostrado como a frequência 58,320 MHz é sintetizada.

Fazendo $(\Delta f_{0-9})'_S = 0$ na Equação 2.1, obtém-se a mínima frequência de saída:

$$f_{s,\min} = f_1 + f_2 + f_3 + f_4 = 52,020 \text{ MHz} .$$

Da mesma maneira, a máxima frequência da saída desejada é obtida igualando $(\Delta f_9)_4 = (\Delta f_9)_3 = 270 \text{ MHz}$, $(\Delta f_1)_2 = 30 \text{ MHz}$, $(\Delta f_1)_1 = 30 \text{ MHz}$ e os demais termos a zero na Equação 2.1.

$$f_{s,\max} = 87,990 \text{ MHz} .$$

Como este tipo de sintetizador utiliza a adição heteródina, a estabilidade, precisão e ruído de fase das frequências de saída são devidas à contribuição das estabilidades, precisões e ruídos de fase de cada oscilador. Uma desvantagem deste tipo de sintetizador é o número de sinais espúrios gerados pelos misturadores. Por isso devem-se escolher as frequências dos osciladores de maneira que os produtos de intermodulação caiam fora da faixa de passagem dos filtros (Manassewitsch, 1976). Uma vantagem deste sintetizador em relação ao anterior é o custo mais baixo.

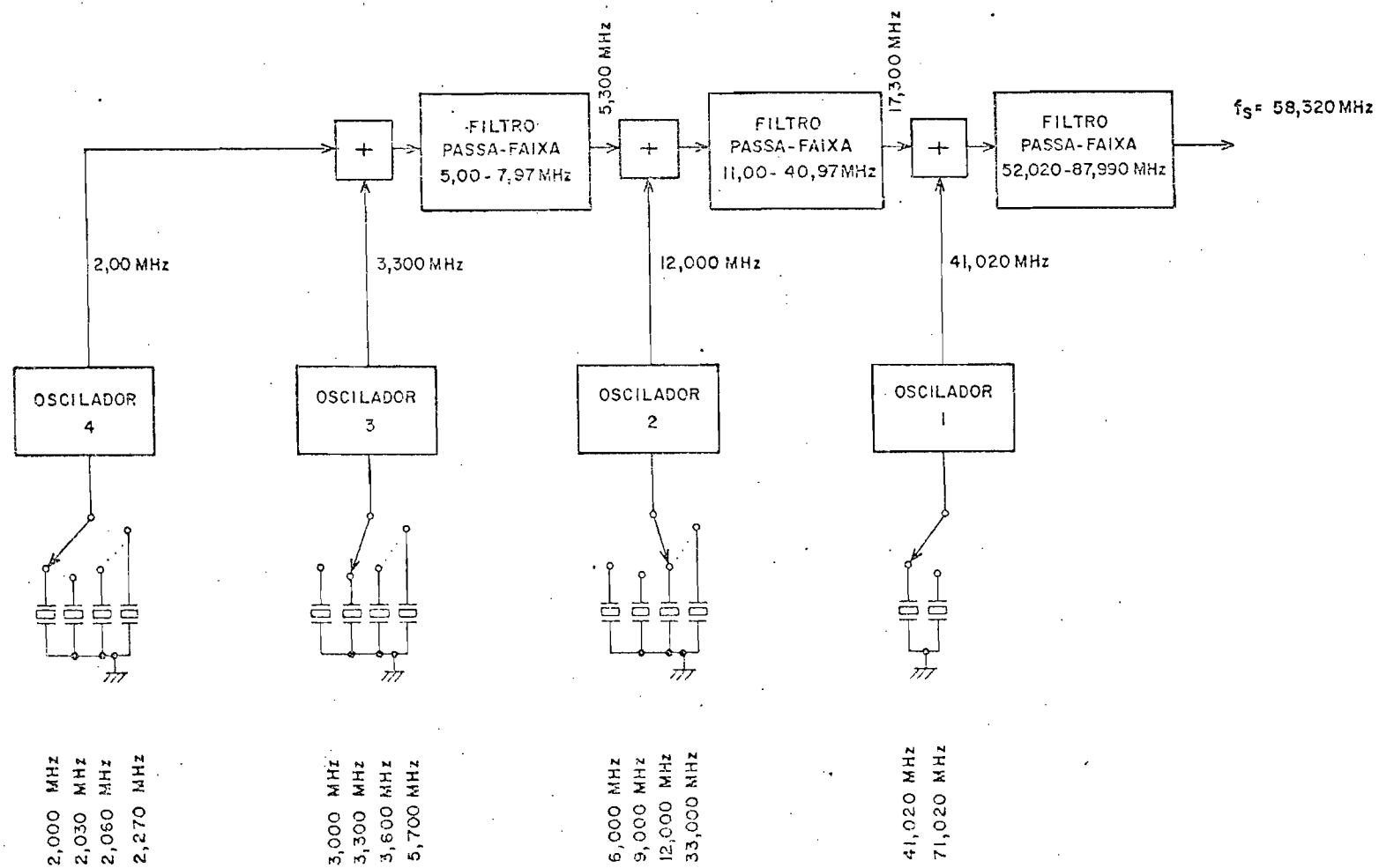


Fig. 2.4 - Exemplo numérico de um sintetizador incoerente.

2.2 - SÍNTESE COERENTE DIRETA

A principal diferença entre síntese incoerente e coerente está no número de osciladores utilizados na geração das frequências desejadas. Na síntese de frequências coerente há um único oscilador de referência. A precisão e a estabilidade da frequência de saída dependem fortemente da precisão e estabilidade do oscilador de referência.

Um exemplo de sintetizador de frequências coerente direta bastante elementar é o mostrado na Figura 2.5.

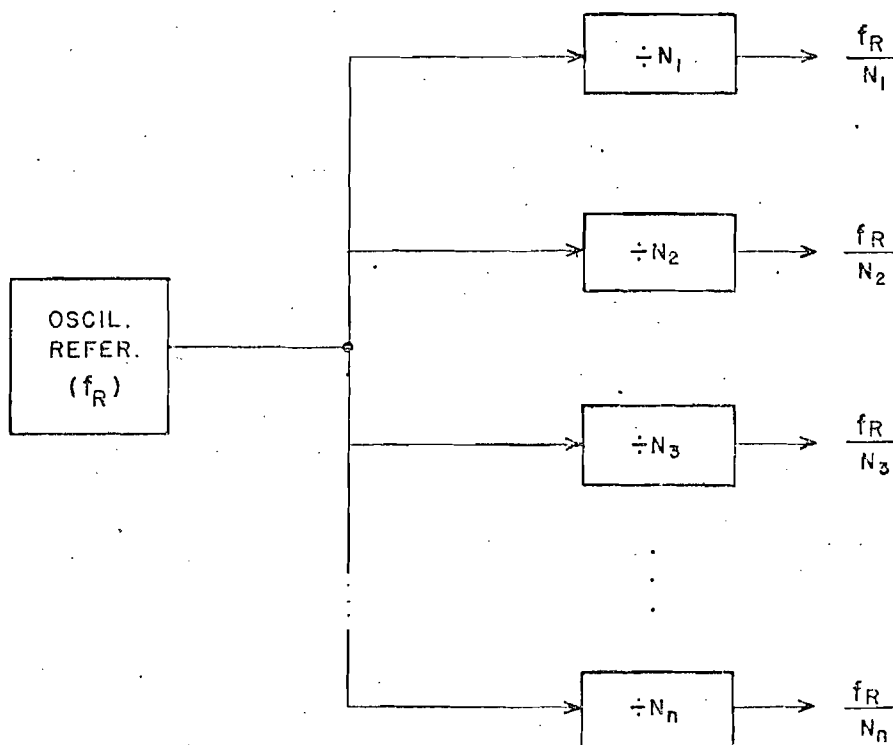


Fig. 2.5 - Sintetizador coerente direto.

Este tipo de sintetizador é muito utilizado quando se deseja gerar um pequeno número de frequências simultaneamente, uma vez que as dimensões do circuito aumentam muito à medida que aumenta o número

mero de frequências desejadas. Uma maneira de simplificar o circuito é substituir todos os divisores por um divisor programável, como mostrado na Figura 2.6. Neste caso as frequências não estão disponíveis si multaneamente, mas apenas uma de cada vez.

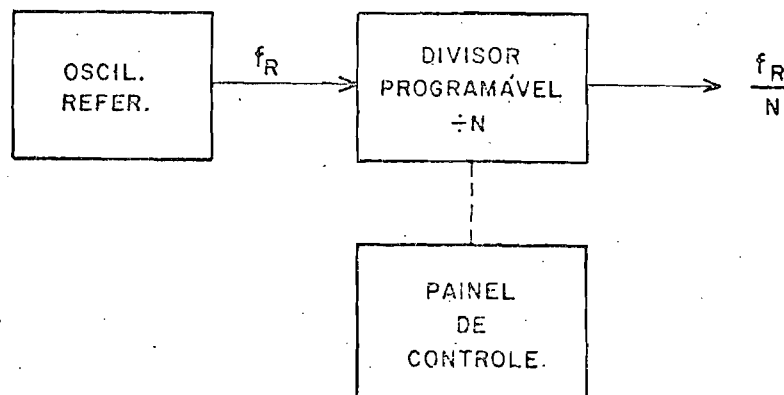


Fig. 2.6 - Sintetizador coerente direto programável.

Quando se deseja a geração de um pequeno número de fre quências simultaneamente, pode-se utilizar um outro tipo de sintetiza dor, às vezes chamado sintetizador "a força bruta" (Manassewitsch, 1976). O circuito básico é constituído de multiplicadores, divisores, misturadores e de um oscilador de referência. A Figura 2.7 apresenta um exemplo deste tipo de sintetizador. A disposição dos circuitos no exemplo da Figura 2.7 foi feita sem levar em consideração o problema dos espúrios gerados nos misturadores e multiplicadores. Uma desvanta gem deste sintetizador é a geração de espúrios provenientes dos diviso res, multiplicadores e misturadores.

Outro método de síntese coerente direta de frequências é a obtenção de diversas frequências de saída a partir de um sinal com grande concentração de harmônicas. O princípio básico deste método es tã representado na Figura 2.8. O sinal com grande concentração de har mônicas é filtrado por um filtro passa-faixa sintonizado que seleciona a frequência desejada. Na Figura 2.8, a expressão $\sum_{n=a}^b n f_r + R$ descreve

o sinal com alta concentração de harmônicas. Por exemplo, se o número de frequências a serem geradas for igual a 4, a expressão anterior fica igual a $\sum_{n=1}^4 n f_r + R$, onde R representa a soma de todas as outras harmônicas maiores que a quarta.

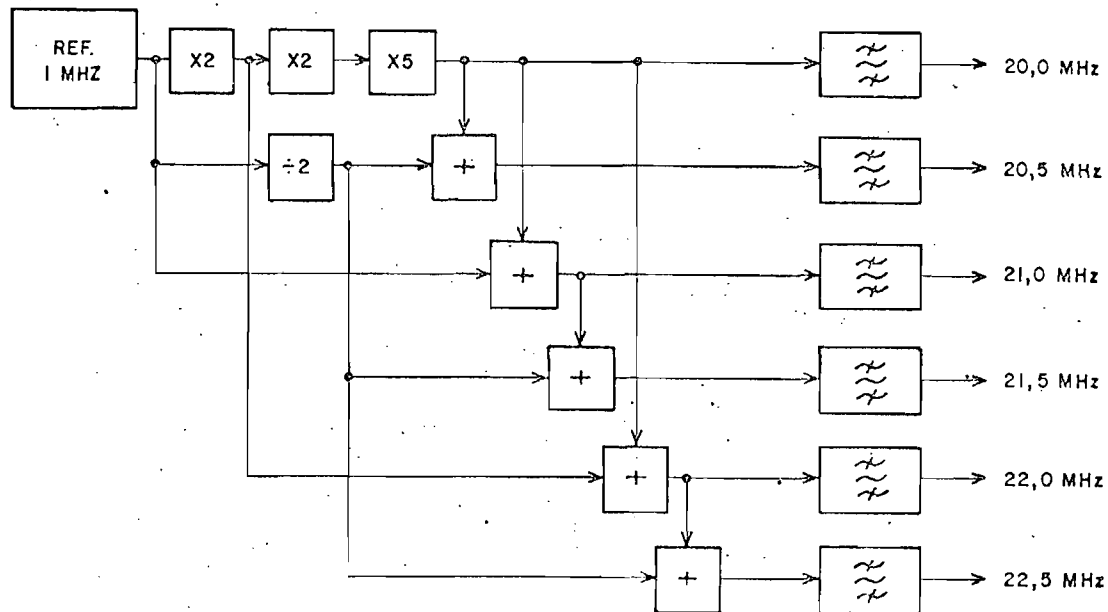


Fig. 2.7 - Sintetizador coerente direto, tipo "força bruta".

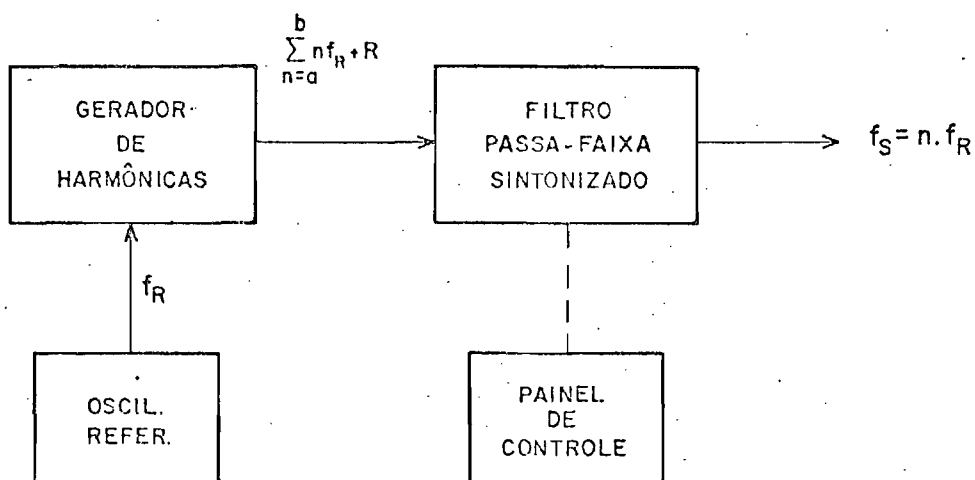


Fig. 2.8 - Sintetizador de harmônicas.

Neste caso pode-se notar que o espaçamento entre uma frequência e outra é igual à frequência de referência. Se a frequência de referência for pequena, as frequências geradas na saída vão estar muito próximas uma da outra. Neste caso o diagrama de blocos na Figura 2.8 não é o mais indicado, uma vez que o filtro sintonizado se torna praticamente irrealizável. Uma maneira de solucionar este problema é utilizar o esquema modificado proposto na Figura 2.9. Pela figura, pode-se notar que o filtro passa-faixa pode ser realizado com a frequência central menor e não tem necessidade de ser sintonizado, uma vez que, pelo controle do oscilador sintonizado, a frequência f_{FI} é sempre a mesma.

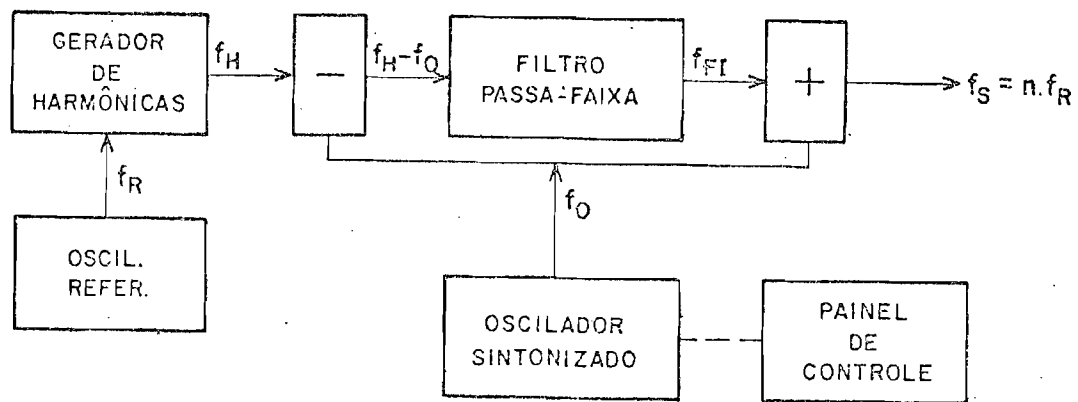


Fig. 2.9 - Sintetizador de harmônicas com duplo misturador.

2.3 - SÍNTESE COERENTE INDIRETA

Na síntese coerente indireta utiliza-se o princípio de realimentação na geração das frequências de saída. Esta técnica é a mesma utilizada nos sistema de controle e o sistema é mais conhecido como PLL (phase-locked loop). Neste tipo de sistema toda atenção é dada à sua estabilidade, aquisição, velocidade de chaveamento e ruído de fase. Enfim, deve-se fazer um estudo detalhado sobre PLL. Este assunto será tratado no Capítulo 3.

Um circuito básico de síntese de frequências que utiliza PLL é mostrado na Figura 2.10. Neste caso, a frequência de saída do VCO (oscilador controlado a tensão) é misturada com f_{N1} e comparada com a frequência de referência f_{N2} . A tensão de erro gerada na saída do comparador de fase é filtrada, para em seguida controlar o VCO, fazendo com que a frequência $f_{VCO} - f_{N1}$ seja igual a f_{N2} . Quando isto acontece, diz-se que o PLL está "amarrado em fase" ("lock"), e a frequência de saída é:

$$f_s = f_{N1} + f_{N2}.$$

Portanto a frequência de saída vai ser gerada de acordo com a escolha de f_{N1} e f_{N2} .

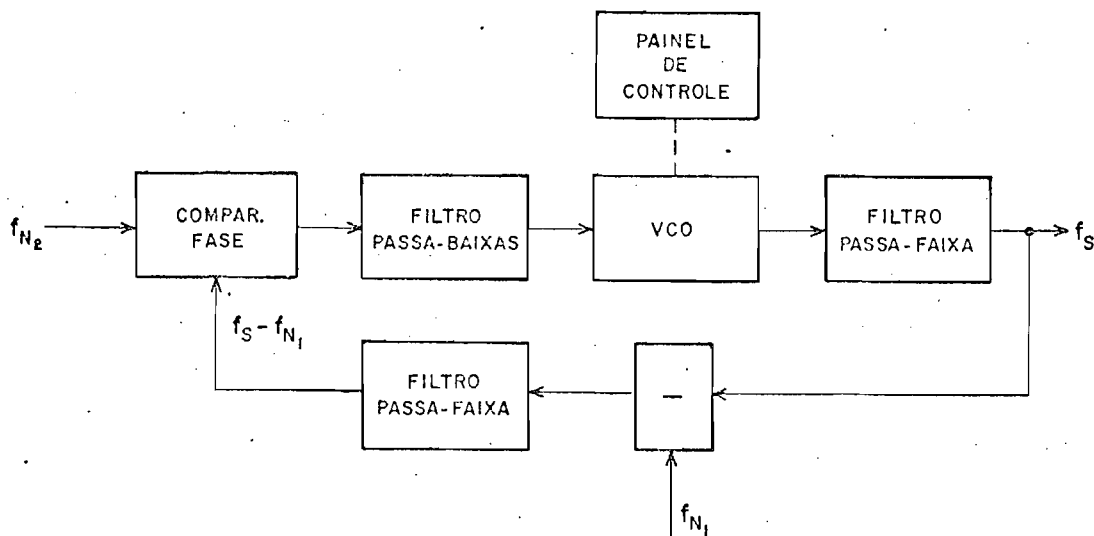


Fig. 2.10 - Síntese com PLL.

Nos sintetizadores que utilizam PLL, deve-se levar em consideração o ruído de fase introduzido pelo circuito. Demonstra-se que o sintetizador com PLL se comporta como um filtro passa-altas com rela

ção ao ruído do VCO e como um filtro passa-baixas com relação ao ruído do sinal de referência. Portanto, mesmo que a frequência de referência tenha muito pouco ruído de fase, deve-se tomar um certo cuidado com o ruído que pode ser introduzido pelo VCO.

Um outro circuito que utiliza PLL, muito utilizado na síntese de frequências, é o que está mostrado na Figura 2.11. A malha consiste num VCO; num divisor de frequências programável (que, de acordo com o valor da divisão, fornece a frequência desejada); num comparador de fase; e num filtro passa-baixas. A saída do VCO é dividida e comparada com um oscilador de referência com alta estabilidade e baixo ruído de fase. A tensão de erro gerada na saída do comparador, depois de convenientemente filtrada, controla o VCO, de tal maneira que sua frequência de saída fique igual a:

$$f_s = N \cdot f_R$$

Portanto, variando o valor de N no divisor programável, consegue-se qualquer frequência múltipla da frequência de referência. Neste caso, o menor incremento de frequência é igual à frequência de referência.

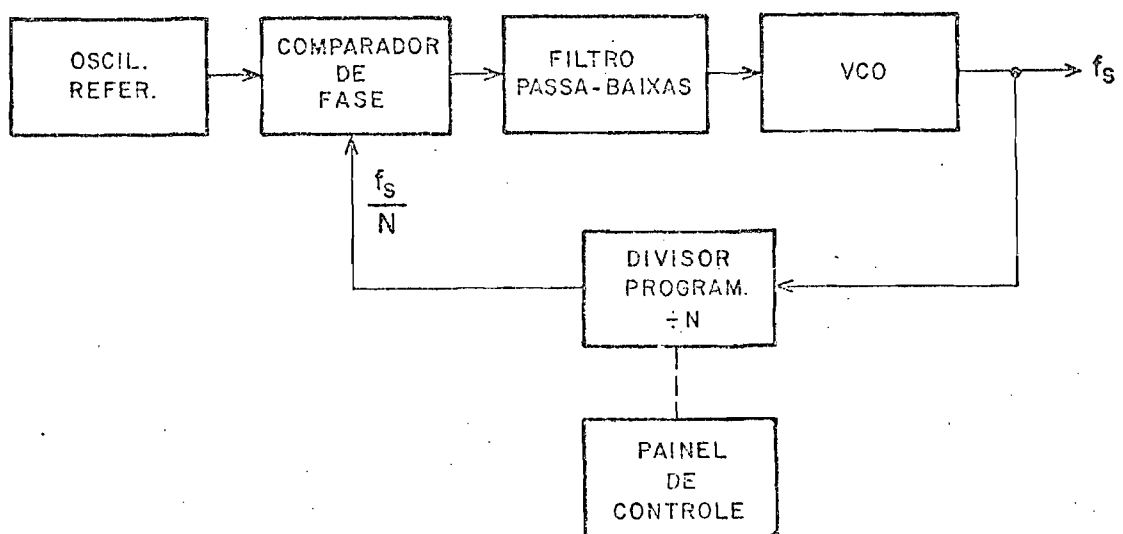


Fig. 2.11 - Sintetizador com divisor programável.

Uma das características oferecidas por estes tipos de sintetizadores é quanto ao tamanho do circuito. Uma vez que se podem utilizar circuitos integrados MSI ("Medium Scale Integration" - Integração em Média Escala), conseguem-se sintetizadores de tamanho físico reduzido. Uma outra característica é o baixo consumo de potência quando se trabalha com frequências baixas.

O esquema de sintetizador proposto na Figura 2.11 é utilizado quando se desejam frequências de saída relativamente baixas. Para frequências de saída acima de 30 MHz, os divisores programáveis utilizados não são facilmente implementados com circuitos TTL ("Transistor Transistor Logic" - Lógica Transistor Transistor). Para frequências de saída altas, uma solução é a mostrada na Figura 2.12. Neste caso o divisor opera em baixa frequência, enquanto a saída é de alta frequência. Para este tipo de sintetizador, quando a malha está amarrada em fase, a saída se torna:

$$f_s = N \cdot (N_1 \cdot f_R) .$$

Portanto o menor incremento de frequência é igual a $N_1 \cdot f_R$ e não mais a f_R . Para que o incremento de frequência seja igual a f_R , há necessidade de dividir a frequência de referência por N_1 . Para o sintetizador em que o passo entre as frequências é pequeno, não é aconselhável diminuir a frequência de referência de N_1 , pois a componente da referência que aparece na saída do comparador de fase torna-se difícil de ser eliminada pelo filtro passa-baixas; com isso, o VCO será modulado por esta componente, aparecendo na saída raias laterais de modulação FM. Quando a frequência de referência é grande, este tipo de problema não existe.

Outro inconveniente deste método é que há um aumento de ruído de fase quando a saída do VCO é multiplicada por N_1 .

Outro esquema para sintetizador de alta frequência é o mostrado na Figura 2.13. Neste esquema utiliza-se um pré-divisor fixo

($\div N_1$) para alta frequência. Neste caso há também a necessidade de dividir a frequência de referência por N_1 , se se desejar um incremento igual à própria frequência de referência. Se a frequência de referência for grande, isto pode ser feito sem problemas.

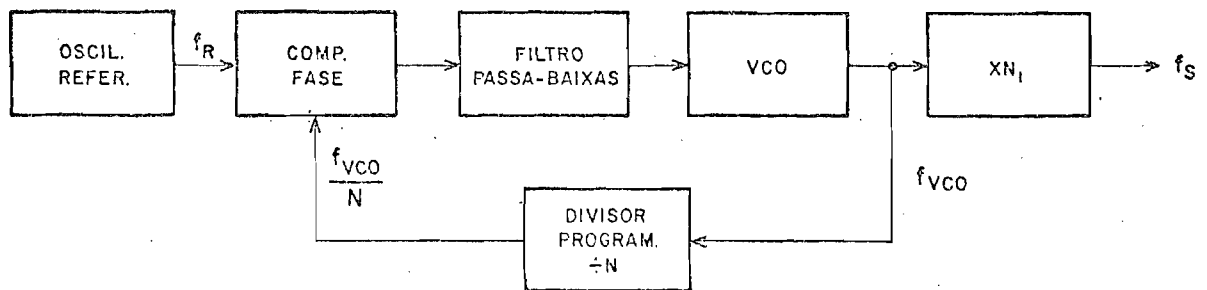


Fig. 2.12 - Sintetizador coerente indireto com multiplicador na saída.

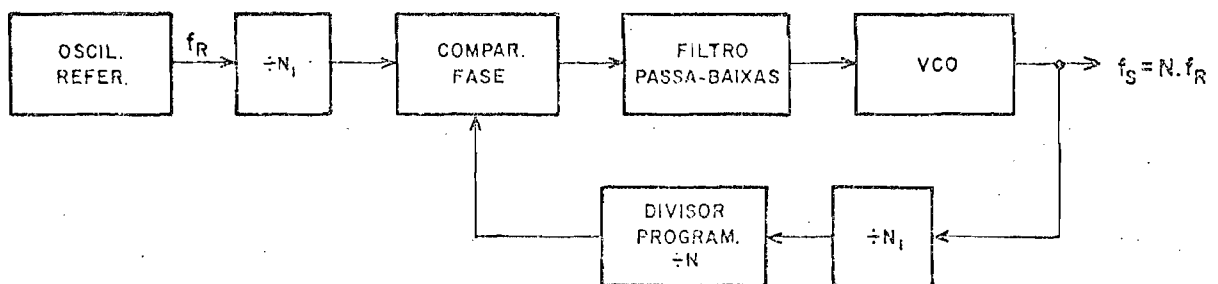


Fig. 2.13 - Sintetizador coerente indireto com pré-divisor.

Uma maneira de eliminar o problema da divisão da frequência de referência e da multiplicação da frequência de saída é utilizar o esquema proposto na Figura 2.14. Com este esquema, a frequência de saída será igual a $f_S = N \cdot f_R$; o controle e os divisores programáveis por A e B operam em baixa frequência, enquanto somente o VCO e o pré-divisor operam em alta frequência. Esta técnica permite que, através de um pré-divisor ECL ("Emitter Coupled Logic" - Lógica de Emissor Acoplado) (alta velocidade) controlado por divisores programáveis TTL; se possa obter incremento de frequências igual à frequência de referência, sem necessidade de dividi-la.

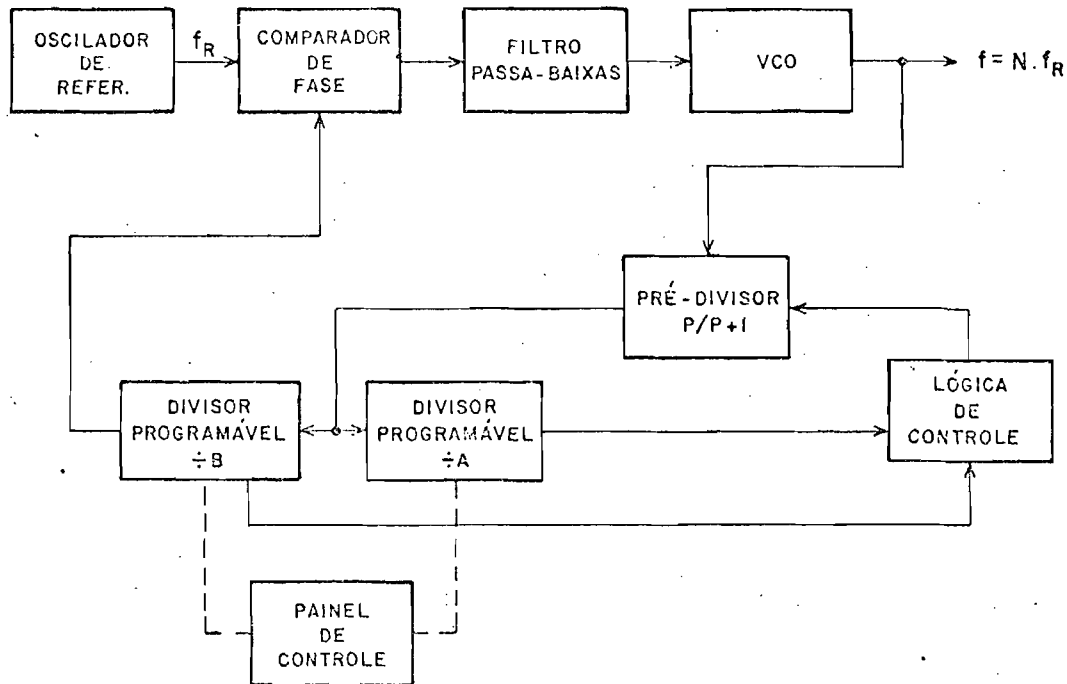


Fig. 2.14 - Sintetizador coerente indireto com prē-divisor com dois mōdulos de divisāo.

A teoria do sintetizador com dois mōdulos de divisāo po de ser explicada considerando o sistema mostrado na Figura 2.15. A fre quēncia de saīda ē dada por:

$$f_s = N_1 \cdot P \cdot f_R , \quad (2.2)$$

onde P ē fixo e N_1 ē variāvel. Para uma mudanāa de 1 em N_1 , o valor da frequēncia de saīda muda de $P \cdot f_R$. Quando se deseja um incremento menor que $P \cdot f_R$, sem alterar a frequēncia de referēncia, P deve ser multipli cado por um nūmero composto de uma parte inteira mais uma parte fracio nāria. A parte fracionāria deve ser da forma A/P . Neste caso N_1 deve ser:

$$N_1 = B + A/P .$$

Substituindo N_1 na Equaçāo 2.2, tem-se:

$$f_S = (B + A/P) \cdot P \cdot f_R ,$$

$$f_S = (BP + A) \cdot f_R . \quad (2.3)$$

A Equação 2.3 mostra que qualquer frequência múltipla de f_R pode ser obtida, desde que N_1 adquira valores fracionários.

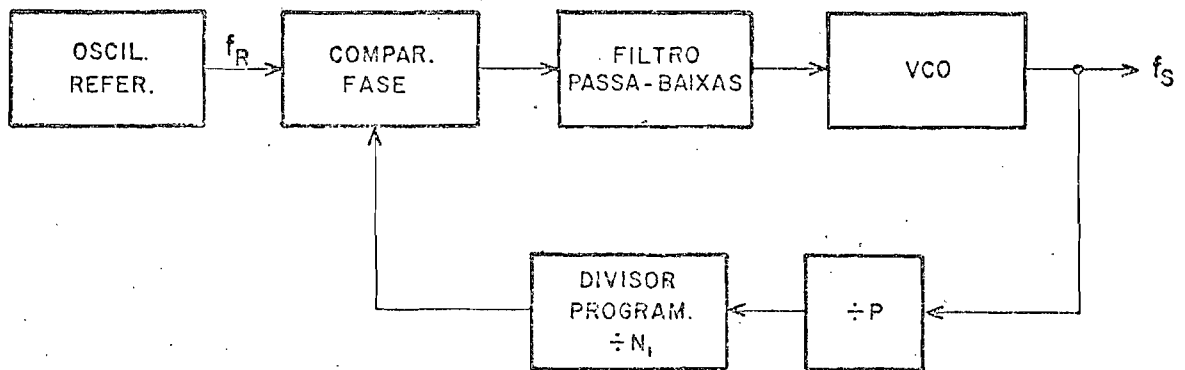


Fig. 2.15 - Sintetizador com prē-divisor fixo.

Como é um pouco difícil implementar um divisor fracionário, a Equação 2.3 pode ser obtida somando e subtraindo o termo $A \cdot P \cdot f_R$ na equação:

$$f_S = (BP + A + AP - AP) \cdot f_R ,$$

$$f_S = [(B-A) \cdot P + A \cdot (P+1)] \cdot f_R . \quad (2.4)$$

Pela Equação 2.4 pode-se notar que a parte fracionária de N_1 pode ser sintetizada utilizando um prē-divisor com dois módulos de divisão. O módulo superior $(P+1)$ é dividido por A , enquanto o módulo inferior (P) é dividido por $(B-A)$. O contador A deve ser do tipo que conta do estado programado A ao estado "zero", e permanece neste estado até que a divisão por B seja completada. O contador B também conta do estado programado B ao estado "zero".

Em operação, o prē-divisor divide a frequência de entrada por $(P+1)$, A vezes. Para cada $(P+1)$ pulsos na entrada do prē-divisor, ambos os contadores A e B são decrementados de 1. O prē-divisor divide por $(P+1)$ até que o contador A chegue ao estado "zero". No final de $(P+1) \cdot A$ pulsos, o estado do contador B será igual a $(B-A)$. O prē-divisor muda então para o módulo de divisão P e permanece neste módulo até que o contador B receba $(B-A)$ pulsos. Finalmente, quando isto é completado os contadores A e B são carregados com os valores programados e o ciclo se repete.

Um detalhe muito importante neste método é que o valor B deve ser sempre superior ou igual ao valor A.

O esquema deste sintetizador, o qual será utilizado neste trabalho é o mostrado na Figura 2.14.

Para melhor entendimento do sistema, considera-se o caso no qual a frequência de saída do sintetizador seja igual a $32 \cdot f_R$. Portanto o divisor da malha de realimentação tem de dividir a frequência de saída por 32. As formas de onda dos diversos pontos do circuito são mostrados na Figura 2.16. Neste caso, o prē-divisor utilizado tem dois módulos de operação ($\div 10$ e $\div 11$), e o contador A é programado para dividir por 2 e o contador B é programado para dividir por 3. Assim, o prē-divisor fica dividindo por 11 durante dois pulsos recebidos pelo contador A, e por 10 durante $(3-2)$ pulsos recebidos pelo contador B. A saída do divisor é mostrada na Figura 2.16c, cujo espaçamento entre os pulsos corresponde a 32 pulsos da saída do VCO.

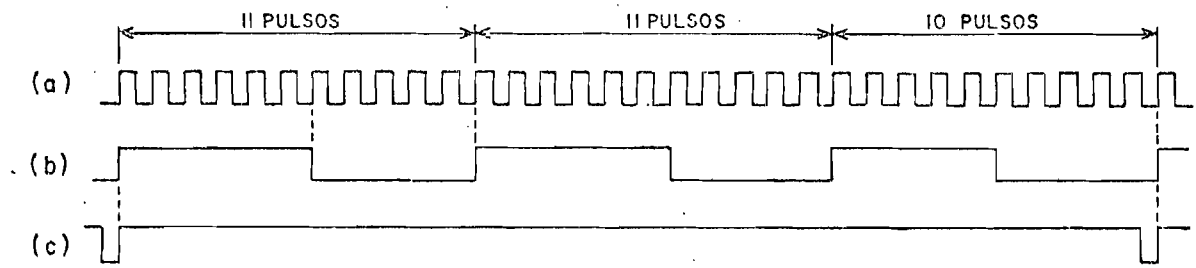


Fig. 2.16 - Formas de onda do divisor.

(a) saída do VCO

(b) saída do pré-divisor

(c) saída do divisor

2.3.1 - SINTETIZADOR COERENTE INDIRETO DE MICROONDAS

Dependendo da frequência que se deseja na saída, pode ser necessária a utilização de um misturador na malha do sintetizador (Egan, 1981). Com a utilização de misturadores na malha, deve-se tomar um certo cuidado com os sinais espúrios que podem estar presentes na saída. Portanto, deve-se sempre utilizar um filtro passa-faixa na saída dos misturadores.

Misturadores são utilizados quando se desejam sintetizadores com frequências de saída elevadas, como nos casos de sintetizadores de microondas.

Para os sintetizadores de microondas, costuma-se utilizar o esquema mostrado na Figura 2.17. Neste caso, quando o sintetizador está amarrado em fase, a frequência de saída é igual a:

$$f_s = N \cdot f_{R_1} + f_{R_2} .$$

Neste tipo de sintetizador deve-se tomar certa precaução com o sinal de frequência f_{R_2} , uma vez que ele é relativamente forte. Portanto a fonte de f_{R_2} deve estar bem isolada e a saída do VCO, bem casada. Isolação adicional pode ser obtida pelo uso de um isolador na saída do VCO.

Um exemplo de sintetizador de microondas é mostrado na Figura 2.18. Neste exemplo a frequência de saída varia de 1186,25 MHz a 1345 MHz, com incremento igual a 1,25 MHz.

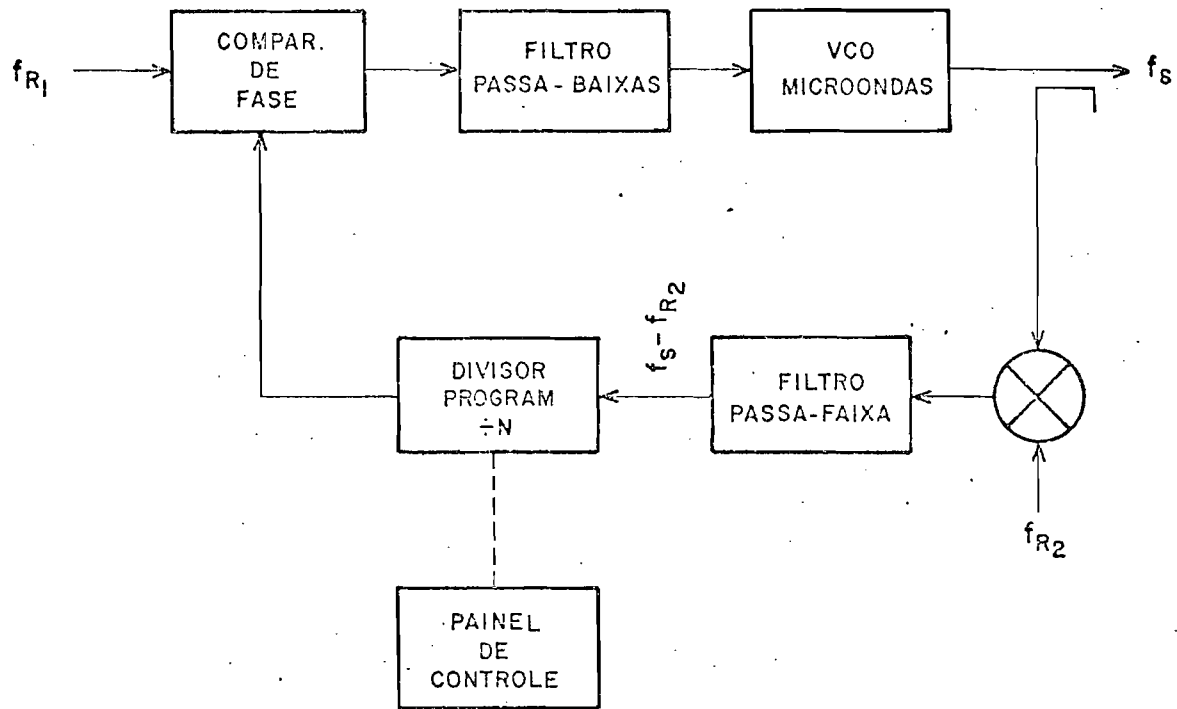


Fig. 2.17 - Sintetizador de microondas.

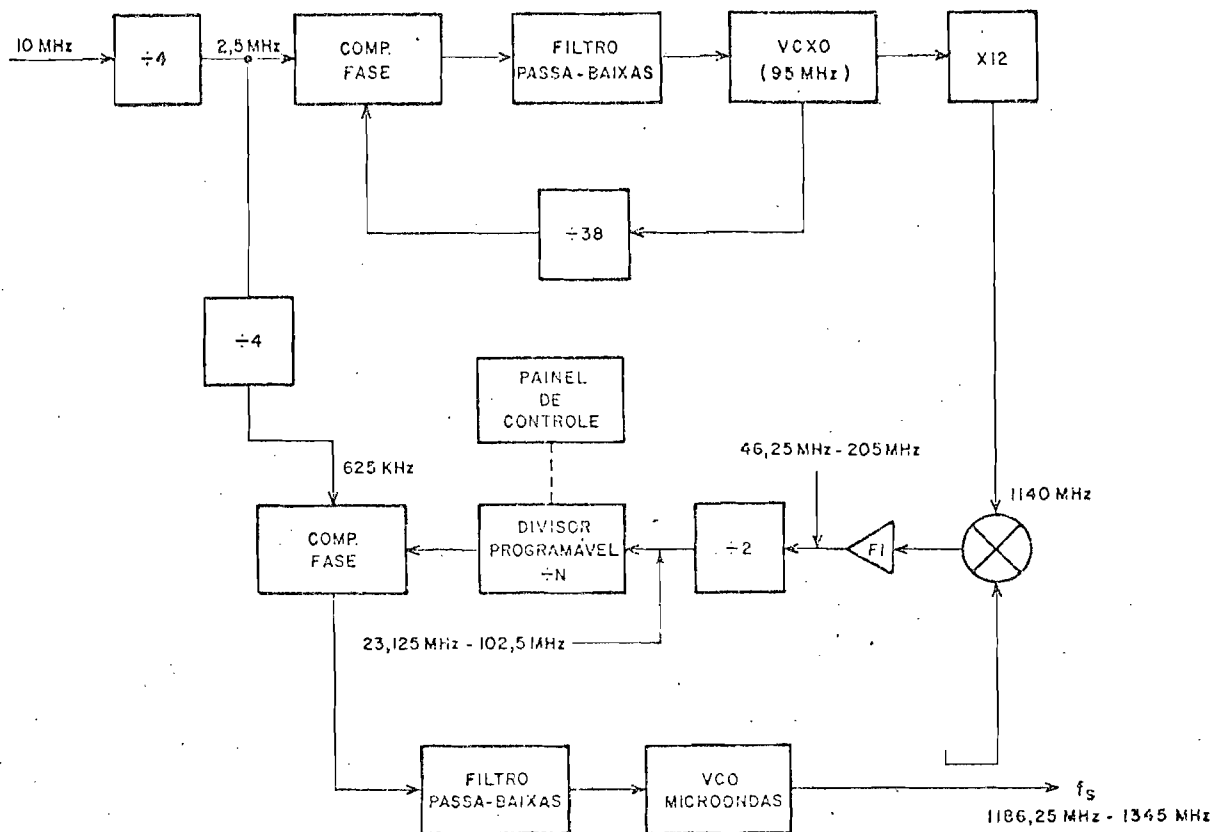


Fig. 2.18 - Exemplo de sintetizador de microondas.

2.3.2 - SINTETIZADOR COERENTE INDIRETO DE MÚLTIPLAS MALHAS

Quando se deseja que o incremento de frequência seja muito pequeno em relação à frequência de corte do filtro de malha, devem-se utilizar os sintetizadores de duas ou mais malhas. Na Figura 2.19 é apresentado um sintetizador de duas malhas. Quando o sintetizador está amarrado em fase, tem-se:

$$f_s = N \cdot f_{R1} + N' \cdot f_{R2}$$

Neste caso, também deve-se tomar certo cuidado com os sinais espúrios gerados pelo misturador.

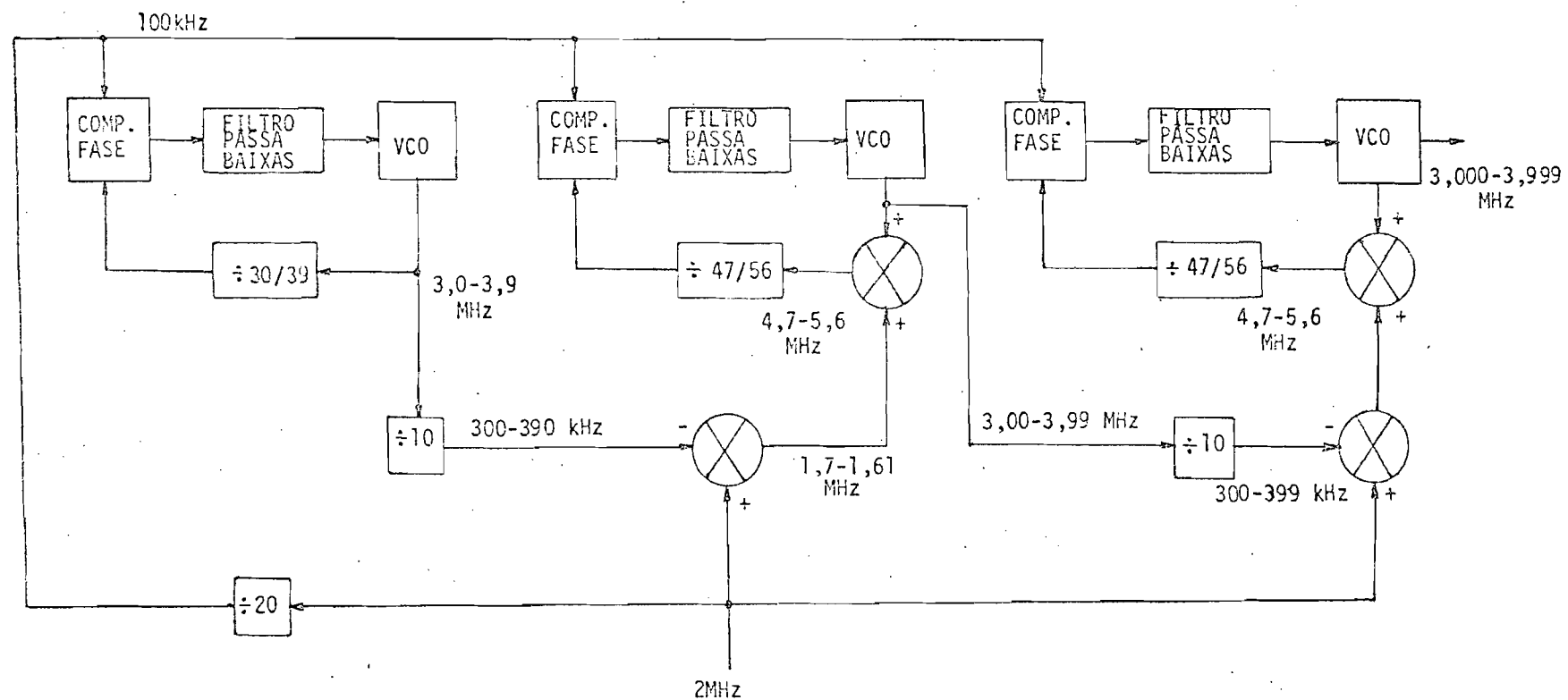


Fig. 2.20 - Exemplo de um sintetizador coerente indireto de múltiplas malhas.

2.4 - SÍNTESE DIGITAL

Esta técnica de síntese de frequências (Tierney, 1975) utiliza uma fonte de referência de alta estabilidade para definir o tempo de amostragem na geração de amostras digitais de um sinal senoidal. Na Figura 2.21 tem-se o esquema de um sintetizador que utiliza esta técnica. Na memória estão armazenadas amostras de um sinal senoidal. O acesso a essas amostras é feito através do gerador de endereços controlado pelo oscilador de referência. Em seguida essas amostras são convertidas em sinais analógicos e filtradas. Variando o tempo de acesso à memória, ou seja, variando o valor de N , varia a frequência de saída.

Uma desvantagem deste tipo de sintetizador é que ele está muito limitado em frequência; mas para baixas frequências funciona muito bem.

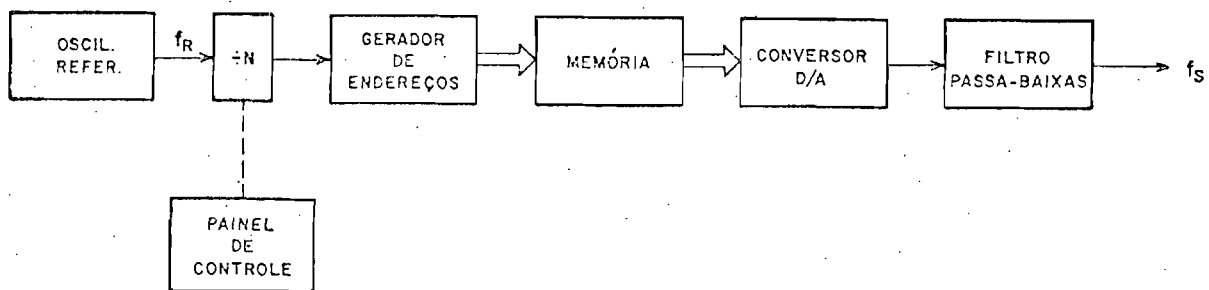


Fig. 2.21 - Sintetizador digital.

CAPÍTULO 3

ASPECTOS TEÓRICOS DOS SINTETIZADORES COERENTES INDIRETOS

Um sintetizador de frequências coerente indireto é essencialmente um PLL com um divisor programável de frequências na malha de realimentação. Por ser um sistema de natureza dinâmica, certas terminologias utilizadas em sistemas de controle (D'Azzo, 1966) serão introduzidas neste trabalho, tais como frequências natural da malha, fator de amortecimento etc.

Na Figura 3.1 é apresentado o diagrama de blocos de um sintetizador coerente indireto. Ele consiste basicamente em um oscilador controlado a tensão (VCO), em um divisor programável na malha de realimentação, em um comparador de fase e em um filtro passa-baixas.

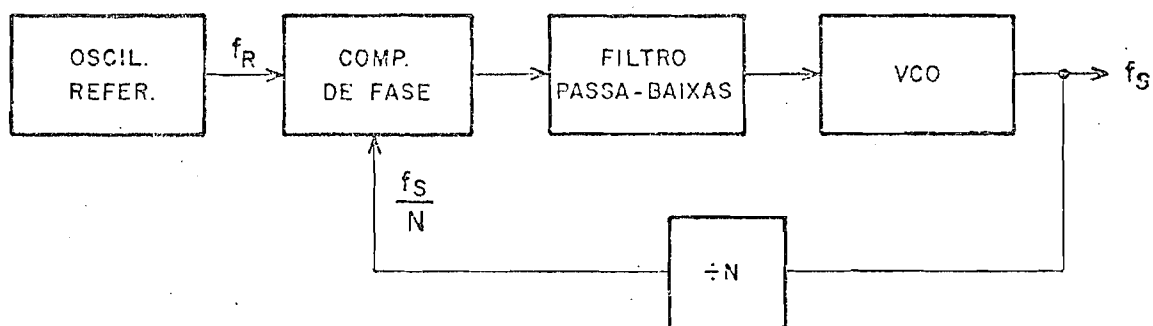


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos do sintetizador.

O sinal de saída do VCO (f_S) é dividido e comparado com uma frequência de referência bastante estável. O comparador de fase gera um sinal de erro, que depois de convenientemente filtrado é utilizado para controlar a saída do VCO, mantendo-o na frequência $f_S = N \cdot f_R$. Quando isto ocorre, diz-se que o sistema está amarrado em fase.

A função primária de um sistema de controle (no caso, o sintetizador) é fazer com que a variável controlada (f_S) siga a variável

vel de referência (f_R), quer a referência seja constante, quer seja variável. Portanto, quando se altera o valor de N , ocorre no circuito um transitório que logo é superado, voltando a vigorar a relação $f_s = N \cdot f_R$. Com isso, pode-se obter na saída um certo número de frequências múltiplas de f_R , dependendo dos parâmetros do circuito.

3.1 - EQUAÇÕES GERAIS

Utilizando a Transformada de Laplace, a representação do sintetizador no domínio da frequência é mostrada na Figura 3.2. Este tipo de representação é conveniente, uma vez que fornece soluções tanto nos transitórios, como em regime permanente, o que facilita suas análises.

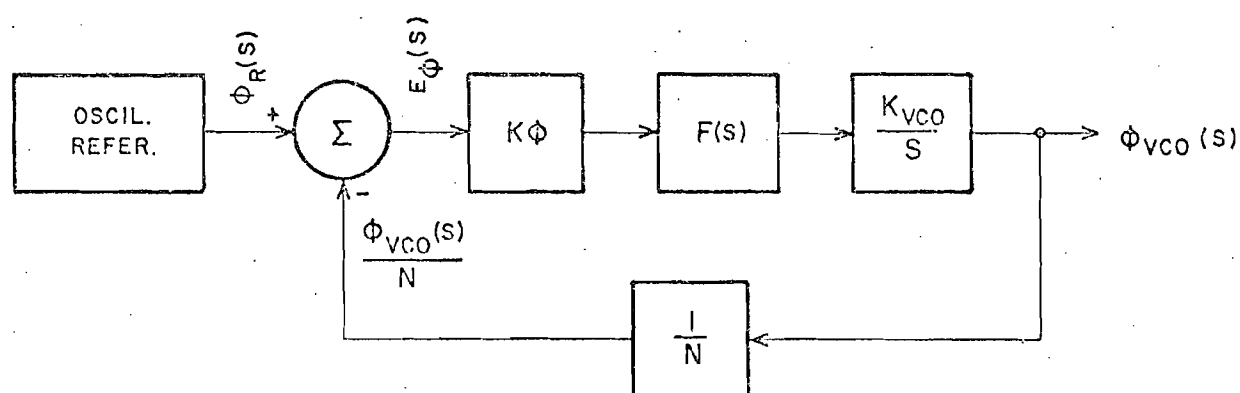


Fig. 3.2 - Representação do sintetizador no domínio da frequência.

A constante K_ϕ representada na figura é o ganho do comparador de fase e sua unidade é volt/radiano (V/rad), enquanto K_{VCO} é o ganho do VCO e sua unidade é radiano/(segundo·volt) (rad/s·V).

Pela análise da Figura 3.2, tem-se:

$$\phi_{VCO}(s) = K_\phi \cdot F(s) \cdot \frac{K_{VCO}}{s} \cdot E_\phi(s), \quad (3.1)$$

onde $F(s)$ é a função de transferência do filtro passa-baixas e

$$E_{\phi}(s) = \phi_R(s) - \frac{\phi_{VCO}(s)}{N} \quad (3.2)$$

Combinando a Equação 3.1 com a 3.2 obtêm-se a função de transferência do sintetizador:

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{K_{\phi} K_{VCO} F(s)}{s + \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N} \cdot F(s)} \quad (3.3)$$

Uma das medidas do desempenho dos sistemas de controle é o erro que aparece durante e após os transitórios. A equação do erro é obtida combinando a Equação 3.1 com a 3.2. Assim tem-se:

$$E_{\phi}(s) = \frac{s}{s + \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N} \cdot F(s)} \cdot \phi_R(s) \quad (3.4)$$

3.1.1 - EQUAÇÕES PARA O SINTETIZADOR DE PRIMEIRA ORDEM

Dependendo da função de transferência do filtro de malha, têm-se sintetizadores com várias características dinâmicas.

Quando a mais alta potência de s no denominador da Equação 3.3 é igual a 1, o sintetizador é denominado de primeira ordem. Para que isso aconteça pode-se fazer $F(s) = 1$, ou seja, a malha deixa de ter o filtro passa-baixas e a Equação 3.3 se torna igual a

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{s + \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N}} \quad (3.5)$$

A equação do erro de fase para este tipo de sintetizador é

$$E_{\phi}(s) = \frac{s}{s + \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N}} \cdot \phi_R(s) . \quad (3.6)$$

3.1.2 - EQUAÇÕES PARA O SINTETIZADOR DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO PASSIVO

Neste caso, a mais alta potência de s no denominador da Equação 3.3 é igual a 2. Um filtro, cuja função de transferência faz com que o sintetizador fique de segunda ordem, é o filtro passivo mostrado na Figura 3.3. A função de transferência deste filtro é:

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} ,$$

onde $\tau_1 = (R_1 + R_2)C$ e $\tau_2 = R_2 C$.

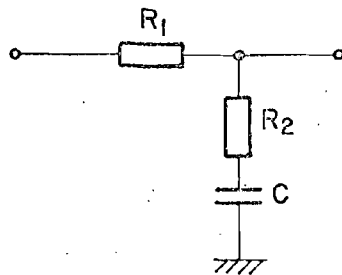


Fig. 3.3 - Filtro de malha passivo.

Substituindo $F(s)$ na Equação 3.3, o sistema fica com a função de transferência igual a

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{K_\phi K_{VCO} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \right)}{s + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \right)},$$

ou

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{K_\phi K_{VCO} (1/\tau_1) (1 + \tau_2 s)}{s^2 + \frac{1}{\tau_1} \left(1 + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N} \tau_2 \right) s + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N \tau_1}}$$

Expressa em função da frequência natural, ω_n , e do fator de amortecimento, ξ , a função de transferência fica igual a

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{s \omega_n N \left[2\xi - \left(\omega_n / \frac{K_\phi K_{VCO}}{N} \right) \right] + \omega_n^2 N}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2}, \quad (3.7)$$

onde

$$\omega_n = \left(\frac{K_\phi K_{VCO}}{N \tau_1} \right)^{1/2}$$

e

$$\xi = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{\tau_1 K_\phi K_{VCO}} \right)^{1/2} \left(1 + \tau_2 \frac{K_\phi K_{VCO}}{N} \right).$$

A equação do erro de fase se torna igual a

$$E_\phi(s) = \frac{s}{s + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \right)} \cdot \phi_R(s),$$

ou

$$E_{\phi}(s) = \frac{s(1 + \tau_1 s)}{\tau_1 s^2 + \left(1 + \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N} \tau_2\right) s + \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N}} \cdot \phi_R(s)$$

Escrevendo a equação como função de ω_n e ξ , tem-se

$$E_{\phi}(s) = \frac{s(s + \frac{\omega_n^2}{2\xi\omega_n})}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \phi_R(s) \quad (3.8)$$

3.1.3 - EQUAÇÕES PARA O SINTETIZADOR DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO ATIVO

Neste caso, o filtro a ser utilizado é o apresentado na Figura 3.4.

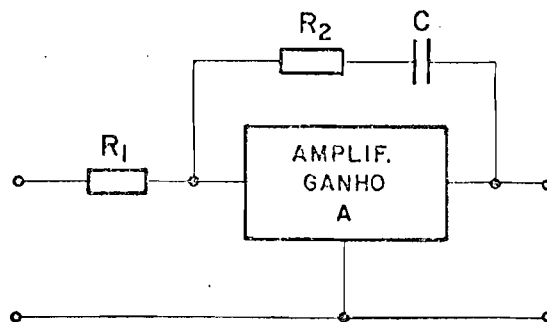


Fig. 3.4 - Filtro de malha ativo.

Se o ganho do amplificador é alto, a função de transferência deste filtro se torna igual a

$$F(s) \cong \frac{1}{R_1 C} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{s} \right),$$

ou

$$F(s) \cong \frac{1}{\tau_1} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{s} \right),$$

onde

$$\tau_1 = R_1 C \quad \text{e}$$

$$\tau_2 = R_2 C.$$

Substituindo a expressão de $F(s)$ na Equação 3.3, tem-se:

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{K_\phi K_{VCO} \frac{1}{\tau_1} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{s} \right)}{s + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N\tau_1} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{s} \right)},$$

ou

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{\frac{K_\phi K_{VCO}}{\tau_1} (1 + \tau_2 s)}{s^2 + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N\tau_1} \tau_2 s + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N\tau_1}}.$$

Escrevendo a equação acima em termos de ω_n e ξ , tem-se:

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{N(2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (3.9)$$

onde

$$\omega_n = \left(\frac{K_\phi K_{VCO}}{N\tau_1} \right)^{1/2}$$

e

$$\xi = \frac{1}{2} \left(\frac{K_\phi K_{VCO} \tau_2^2}{N\tau_1} \right)^{1/2}.$$

A equação do erro de fase se torna igual a:

$$E_\phi(s) = \frac{s}{s + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N} \frac{1}{\tau_1} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{s} \right)} \cdot \phi_R(s).$$

Escrevendo a equação acima como função de ω_n e ξ , tem-se

$$E_\phi(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \phi_R(s). \quad (3.10)$$

3.2 - ANÁLISE DA ESTABILIDADE DOS SINTETIZADORES

A análise da estabilidade dos sintetizadores pode ser feita através da observação da função de transferência de malha aberta. Esta análise é feita utilizando o Diagrama de Bode (Kuo, 1967), que é a representação da amplitude e fase da função de transferência de malha aberta.

Da teoria de controle, tem-se que um sistema realimentado se torna instável quando o ganho de malha aberta se torna maior ou igual à unidade para a frequência na qual a mudança de fase na malha aberta é igual a $\pm 180^\circ$. Portanto, analisando os diagramas de fase e amplitude da função de transferência de malha aberta, podem-se obter conclusões sobre a estabilidade do sistema.

3.2.1 - SINTETIZADOR DE PRIMEIRA ORDEM

Pela Figura 3.2, tem-se que a função de transferência de malha aberta para o sintetizador de primeira ordem, para $s=j\omega$ é igual a

$$A(j\omega) = \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{Nj\omega} \quad (3.11)$$

O Diagrama de Bode correspondente à Equação 3.11 é o apresentado na Figura 3.5. Como a fase é constante e igual a $-\pi/2$, qualquer que seja o valor de N , este tipo de sintetizador é sempre estável. Na mesma figura é apresentada a variação do ganho de malha aberta com os valores máximos e mínimos que N pode assumir.

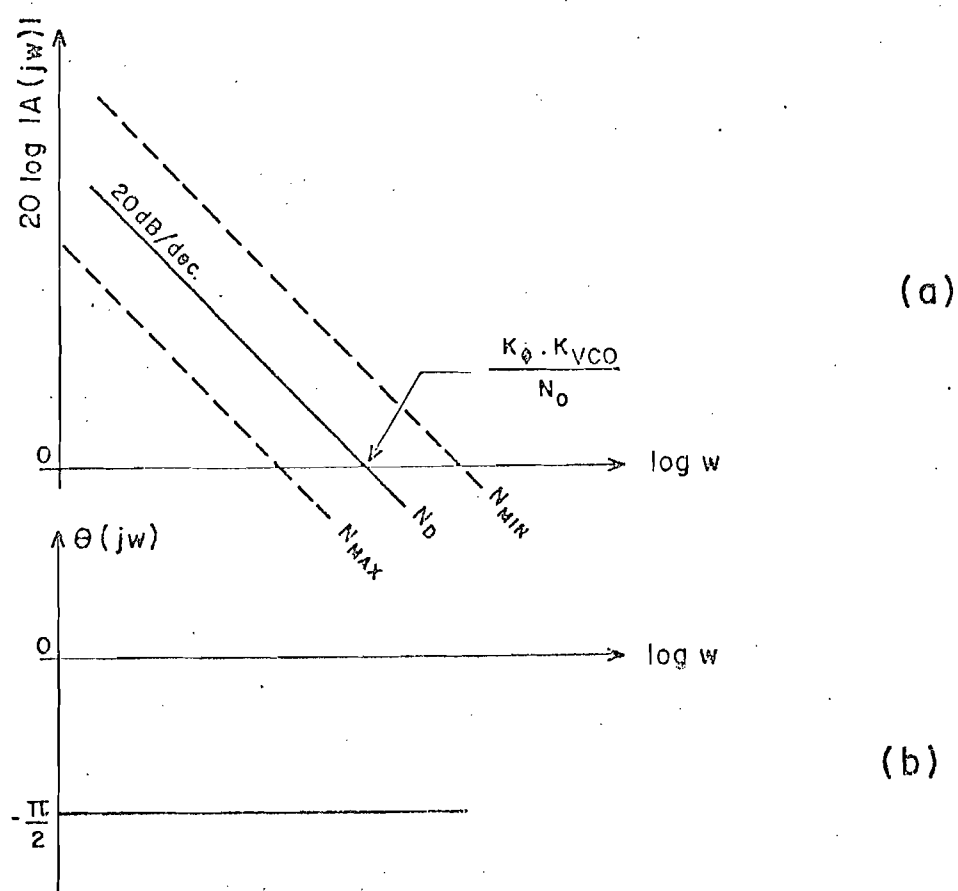


Fig. 3.5 - Diagrama de Bode para o sintetizador de primeira ordem.

(a) Diagrama de amplitude. (b) Diagrama de fase.

3.2.2 - SINTETIZADOR DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO PASSIVO

Como para este tipo de sintetizador, o filtro de malha utilizado é o apresentado na Figura 3.3 e a função de transferência de malha aberta é igual a:

$$A(j\omega) = \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{Nj\omega} \left(\frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_1} \right). \quad (3.12)$$

O Diagrama de Bode correspondente à Equação 3.12 é o apresentado na Figura 3.6. Pode-se notar pela figura que se a constante de tempo τ_1 for muito grande (ou se τ_2 for relativamente pequeno), o sistema pode tornar-se instável, dependendo do ganho da malha. Na mesma figura são apresentados também os diagramas correspondentes aos valores máximo e mínimo que N pode assumir. As curvas que estão representadas por linhas pontilhadas correspondem aos limites da variação do ganho de malha aberta do sintetizador, ao variar da frequência mínima à máxima solicitada. Essas variações devem ser levadas em consideração quanto à estabilidade, pois dependendo dos valores relativos de τ_1 e τ_2 , o sistema pode tornar-se instável ao mudar o valor de N .

Por outro lado, fazendo τ_2 grande (ou τ_1 relativamente pequeno), aumenta-se a margem de segurança do sistema.

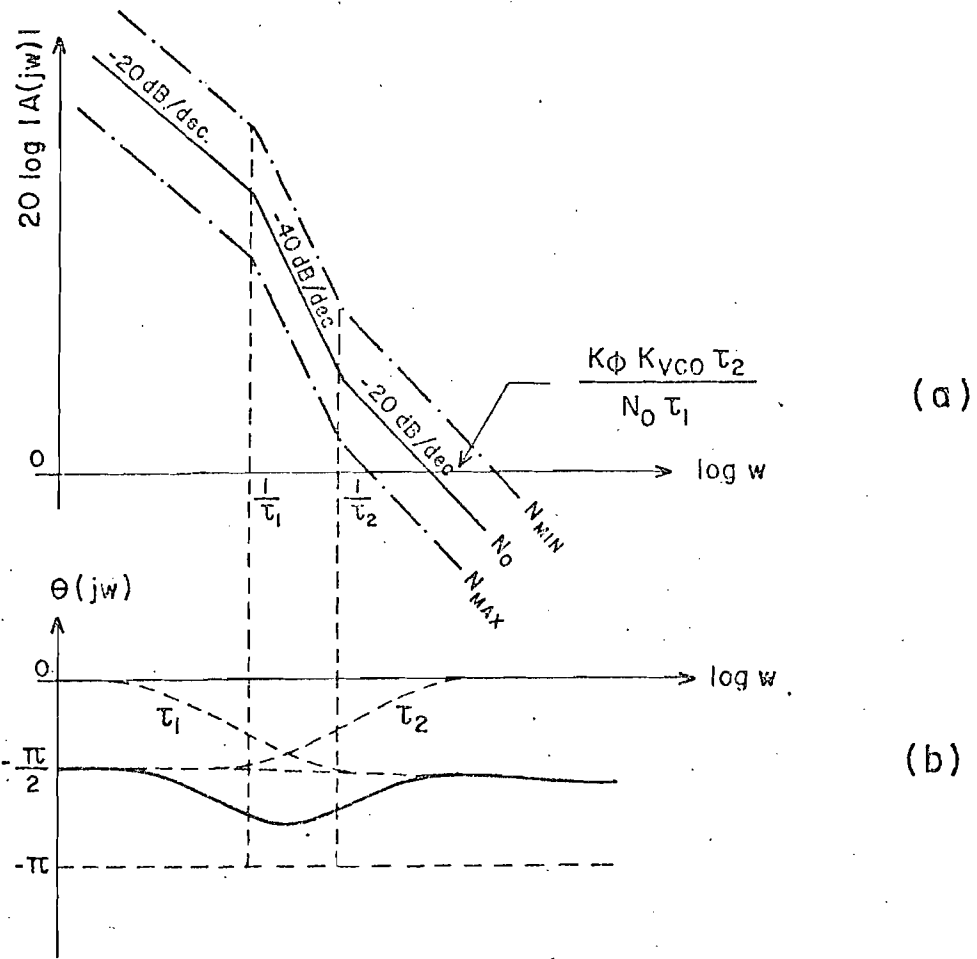


Fig. 3.6 - Diagrama de Bode para o sintetizador de segunda ordem com filtro passivo.

(a) Diagrama de amplitude. (b) Diagrama de fase.

3.2.3 - SINTETIZADOR DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO ATIVO

Substituindo a expressão da função de transferência do filtro da Figura 3.4 na função de transferência de malha aberta no sintetizador, tem-se

$$A(j\omega) = \frac{K_{\phi} K_{VCO}}{N\tau_1} \left(\frac{1 + j\omega\tau_2}{-\omega^2} \right). \quad (3.13)$$

O Diagrama de Bode correspondente à Equação 3.13 é apresentado na Figura 3.7. Na mesma figura também são apresentados os diagramas correspondentes aos valores máximo e mínimo que N pode assumir. Pode-se notar que toda a curva de fase está localizada acima de $-\pi$, o que faz com que o sintetizador seja estável para qualquer valor de N . Mesmo assim, deve-se tomar certa precaução com pequenas mudanças de fase que certos circuitos podem introduzir na malha, pois se houver uma pequena defasagem para frequências baixas, o sintetizador poderá tornar-se instável.

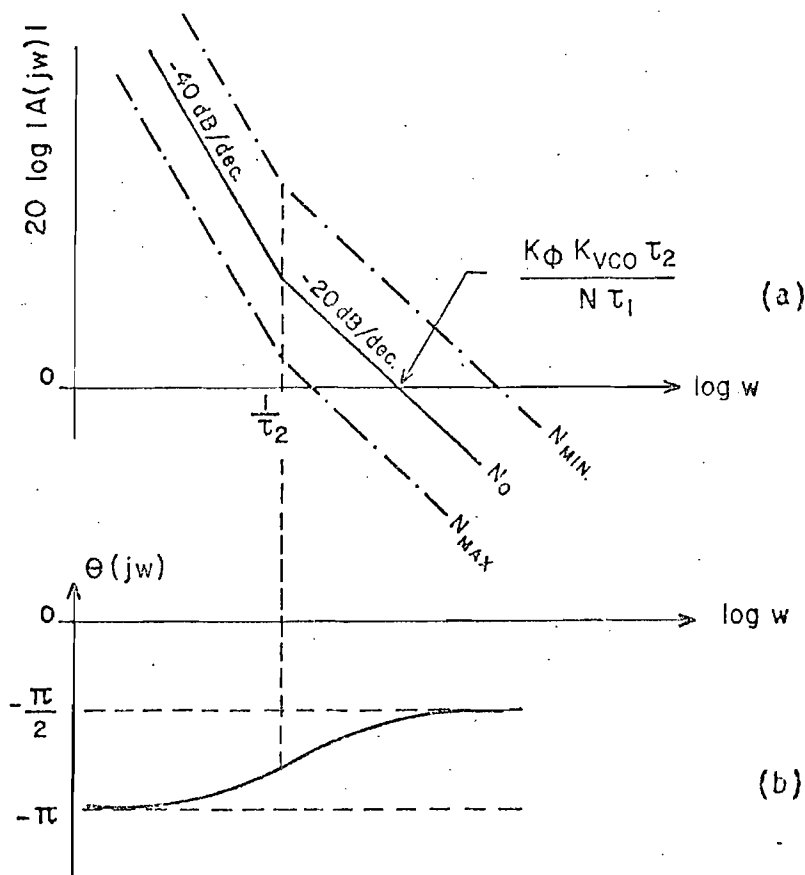


Fig. 3.7 - Diagrama de Bode para o sintetizador de segunda ordem com filtro ativo.

(a) Diagrama de amplitude. (b) Diagrama de fase.

3.3 - RESPOSTA TRANSITÓRIA

O mais importante transitório que ocorre em sintetizadores em geral é o ocasionado pela mudança do valor do divisor programável. Quando o valor do divisor é alterado de N_1 para N_2 , a frequência de saída do VCO também é alterada de $N_1 \cdot f_R$ para $N_2 \cdot f_R$, após um transitório no sistema. Este transitório é o mesmo que ocorreria se houvesse uma variação na frequência de referência correspondente a um degrau de frequência de amplitude igual a $(N_2/N_1 - 1) \cdot f_R$.

Nesta seção faz-se uma análise da resposta transitória correspondente a uma variação degrau de frequência de amplitude Δf para os três tipos de sintetizadores já vistos. Supõe-se que no instante $t=0$ a malha se encontra amarrada em fase, com um erro de fase igual a zero (Gardner, 1979).

3.3.1 - SINTETIZADOR DE PRIMEIRA ORDEM

No instante $t=0$ aplica-se na entrada do sintetizador uma variação correspondente a um degrau de frequência de amplitude Δf :

$$\phi_R(t) = 2\pi\Delta f \cdot t \cdot u(t) ,$$

onde $u(t)$ é a função degrau unitário. A transformada de Laplace de $\phi_R(t)$ é

$$\phi_R(s) = \frac{2\pi\Delta f}{s^2} = \frac{\Delta\omega}{s^2} . \quad (3.14)$$

Substituindo a Equação 3.14 na Equação 3.6, a função do erro de fase torna-se igual a

$$E_\phi(s) = \frac{\Delta\omega}{s(s + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N})} .$$

Tomando a transformada inversa de Laplace, tem-se a resposta do erro de fase:

$$E_{\phi}(t) = \frac{N\Delta\omega}{K_{\phi}K_{VCO}} \left[1 - e^{-\frac{K_{\phi}K_{VCO}}{N}t} \right]. \quad (3.15)$$

A Figura 3.8 apresenta a resposta do sintetizador correspondente à Equação 3.15. O erro de regime permanente, neste caso, é igual a

$$E_R = \frac{N\Delta\omega}{K_{\phi}K_{VCO}}.$$

Pode-se notar que, para valores grandes de N , o erro de regime permanente pode tornar-se maior que a faixa linear de operação do comparador de fase, o que faz com que o sintetizador não mais acompanhe as variações de N .

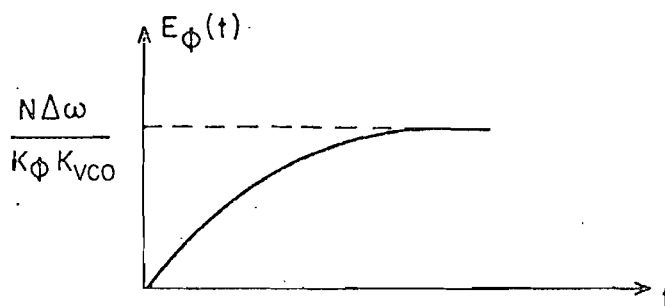


Fig. 3.8 - Erro de fase de um sintetizador de primeira ordem, devido a uma variação degrau de frequência na entrada.

3.3.2 - SINTETIZADOR DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO PASSIVO

Neste caso a equação do erro de fase $\bar{e}$ é obtida substituindo a Expressão 3.14 na Equação 3.8. Então tem-se:

$$E_{\phi}(s) = \frac{\frac{\Delta\omega}{s} \left(s + \frac{\omega_n^2}{K_{\phi} K_{VCO}/N} \right)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2},$$

ou

$$E_{\phi}(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} + \frac{N\omega_n^2}{K_{\phi} K_{VCO}} \cdot \frac{\Delta\omega}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}.$$

Tomando a transformada inversa de Laplace, tem-se a resposta no tempo para os diversos valores de ξ (Blanchard, 1976). Para $\xi > 1$:

$$E_{\phi}(t) = \frac{N\Delta\omega}{K_{\phi} K_{VCO}} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\xi\omega_n t} \left[\frac{1 - \frac{N\xi\omega_n}{K_{\phi} K_{VCO}}}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \sinh(\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t) - \frac{N\omega_n}{K_{\phi} K_{VCO}} \cosh(\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t) \right],$$

para $\xi = 1$:

$$E_{\phi}(t) = \frac{N\Delta\omega}{K_{\phi} K_{VCO}} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\omega_n t} \left[\omega_n t - \frac{N\omega_n^2}{K_{\phi} K_{VCO}} t - \frac{N\omega_n}{K_{\phi} K_{VCO}} \right], \quad (3.16)$$

para $\xi < 1$:

$$E_{\phi}(t) = \frac{N\Delta\omega}{K_{\phi}K_{VCO}} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\xi\omega_n t} \left[\frac{1 - \frac{N\xi\omega_n}{K_{\phi}K_{VCO}}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t) - \frac{N\omega_n}{K_{\phi}K_{VCO}} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t) \right]$$

As curvas correspondentes às Equações 3.16 estão mostradas na Figura 3.9 para vários valores de ξ . O erro de regime permanente é o mesmo do sintetizador de primeira ordem.

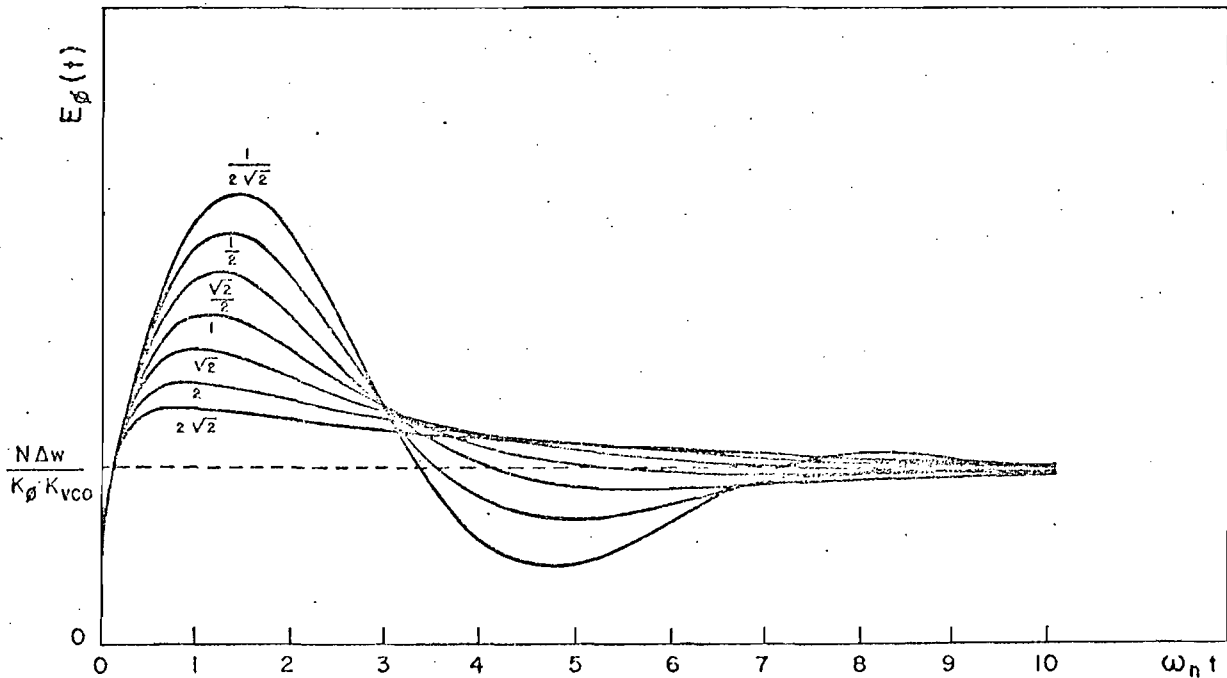


Fig. 3.9 - Erro de fase de um sintetizador de segunda ordem com filtro passivo, devido a uma variação degrau de frequência na entrada.

Quando o ganho da malha $\bar{e}$ muito alto, as Equações 3.16 se aproximam das do sintetizador de segunda ordem com filtro ativo, como será visto na próxima seção. Mas neste caso ω_n também se tornará grande, o que na maioria das vezes não será interessante, como será visto adiante.

3.3.3 - SINTETIZADOR DE SEGUNDA ORDEM COM FILTRO ATIVO

Neste caso a equação do erro de fase $\bar{e}$ obtida substituindo a Expressão 3.14 na Equação 3.10. Então, tem-se:

$$E_{\phi}(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Tomando a transformada inversa de Laplace, tem-se a resposta no tempo para diversos valores de ξ . Para $\xi > 1$:

$$E_{\phi}(t) = \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\xi\omega_n t} \left[\frac{\sinh(\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} t)}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \right],$$

para $\xi = 1$:

$$E_{\phi}(t) = \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\omega_n t} \cdot \omega_n t, \quad (3.17)$$

para $\xi < 1$:

$$E_{\phi}(t) = \frac{\Delta\omega}{\omega_n} e^{-\xi\omega_n t} \left[\frac{\sin(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t)}{\sqrt{1 - \xi^2}} \right].$$

Na Figura 3.10 são apresentadas as curvas correspondentes às Equações 3.17 para vários valores de ξ .

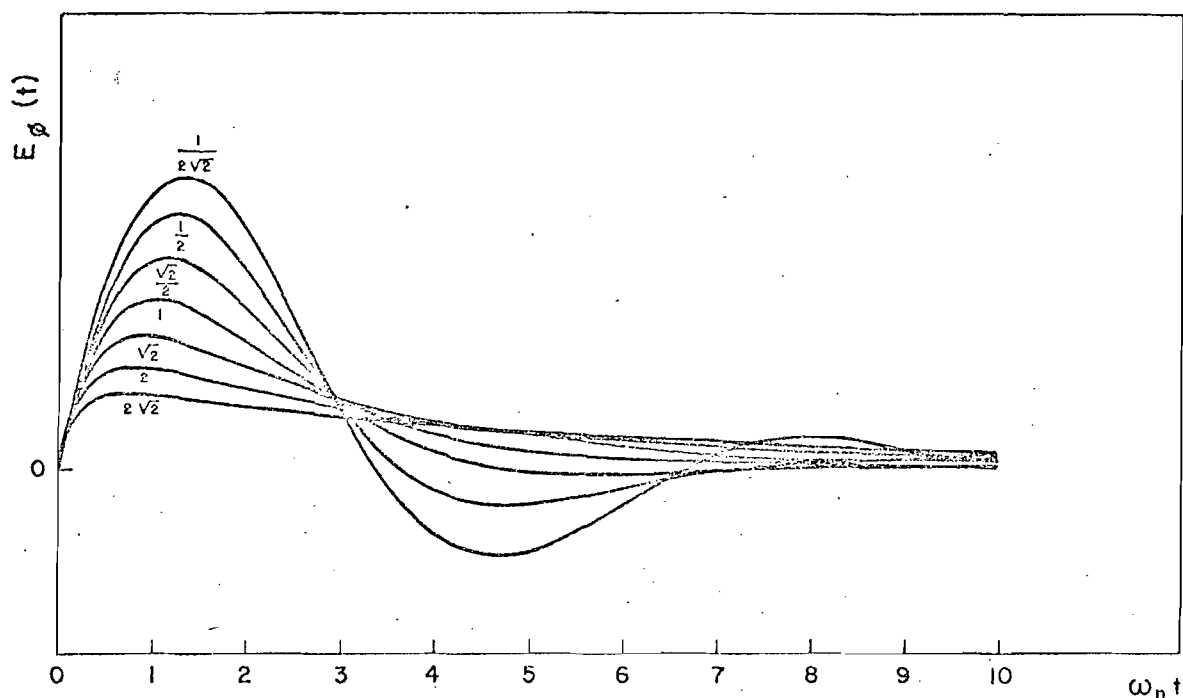


Fig. 3.10 - Erro de fase de um sintetizador de segunda ordem com filtro ativo, devido a uma variação degrau de frequência na entrada.

Neste caso o erro de regime permanente é igual a zero, ou seja, o filtro ativo gera uma tensão de controle necessária para que a saída do VCO mude de frequência, enquanto o erro de fase de regime permanente é igual a zero. Com isso pode-se conseguir uma faixa de variação para N muito grande, sem que o sintetizador deixe de acompanhar essas variações, desde que a variação de tensão na saída do filtro ativo não ultrapasse a faixa em que o VCO opera. Este é um dos motivos da escolha do sintetizador com filtro ativo para a elaboração deste trabalho.

3.4 - RUÍDO DE FASE NOS SINTETIZADORES

Qualquer oscilador, por menor que seja o ruído na saída, é modulado em fase de uma maneira totalmente aleatória. A Figura 3.11 mostra o espectro de um sinal de um oscilador e seu ruído de fase.

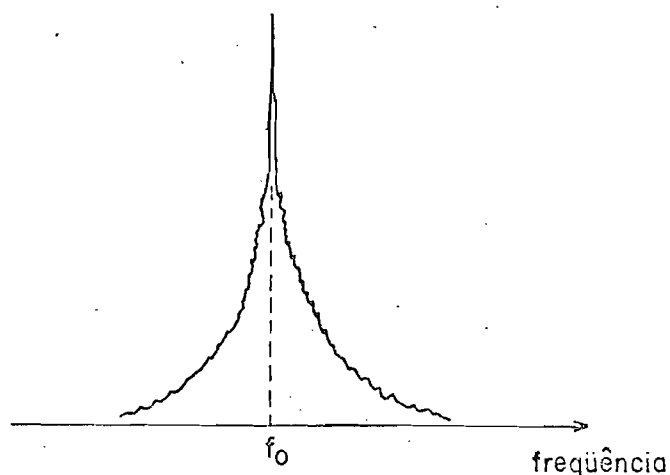


Fig. 3.11 - Espectro do ruído de fase de um oscilador.

Este espectro pode ser considerado como a somatória de um grande número de raias semelhante à mostrada na Figura 3.12. Essas raias podem ser consideradas como provenientes da modulação FM de um sinal senoidal a uma distância variável, f_m , da portadora. Cada raia está centrada numa faixa ΔB , com energia igual à contida nesta faixa, e produz um desvio proporcional à amplitude do espectro naquela frequência.

Uma grandeza que caracteriza o sinal de um oscilador com relação ao ruído de fase é a razão entre a densidade de potência de ruído em uma faixa lateral e a potência do sinal:

$$\alpha(f_m) = \frac{\text{densidade de potência de ruído de fase em uma faixa lateral}}{\text{potência do sinal}}$$

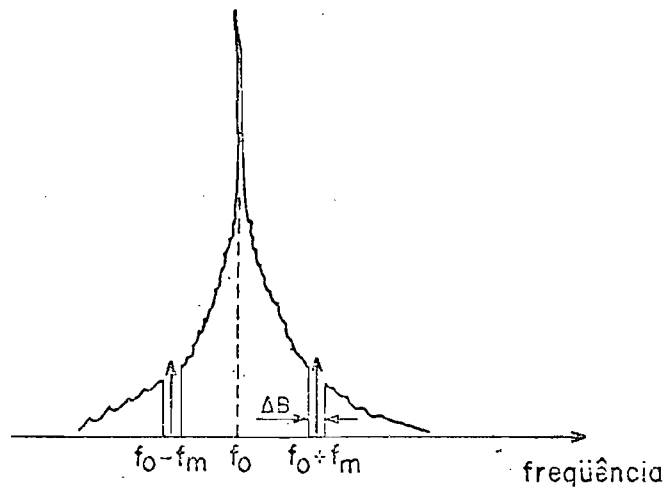


Fig. 3.12 - Espectro do ruído de fase composto por uma somatória de raias laterais.

A estimativa da densidade de ruído de um VCO (Egan, 1981) pode ser descrita assintoticamente (Figura 3.13). A relação entre $S_\varphi(f_m)$ e $\alpha(f_m)$ é simplesmente:

$$S_\varphi(f_m) = 2\alpha(f_m) .$$

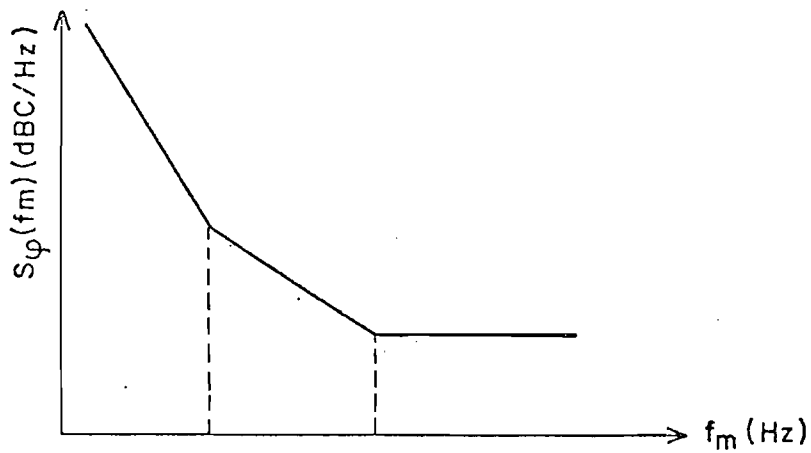


Fig. 3.13 - Espectro do ruído de fase de um VCO.

Quando a malha do sintetizador não está realimentada, o espectro de ruído do VCO é o mostrado na Figura 3.13. Quando a malha é fechada, há uma modificação do espectro de ruído pelo próprio efeito da malha, como será visto a seguir.

Observando as equações das funções de transferência da saída do VCO em relação à fonte de referência dos diversos sintetizadores (Equações 3.5, 3.7 e 3.9), nota-se que o sintetizador comporta-se como um filtro passa-baixas com relação ao ruído da fonte de referência. Devido a essa característica, o ruído da fonte de referência, multiplicado por N , sofre uma atenuação para frequências maiores que a largura de faixa da malha. Na Figura 3.14 é apresentado o ruído devido à fonte de referência (curva A) e a transferência deste ruído para a saída do VCO, quando a malha é fechada (curva B). A curva C é a densidade de ruído do oscilador de referência.

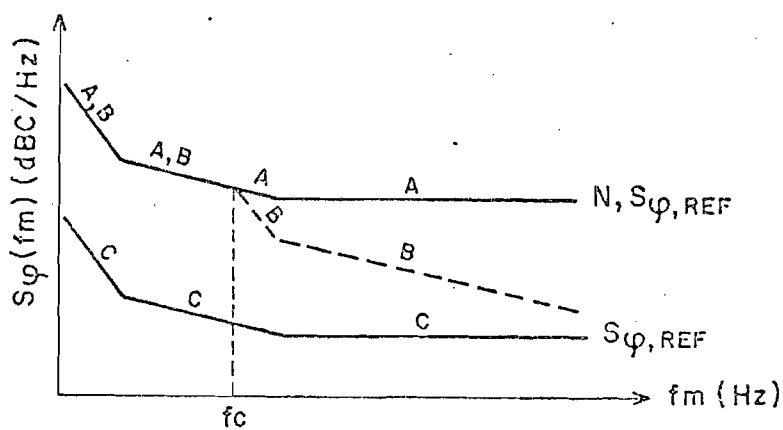


Fig. 3.14 - Densidade de ruído de fase devido ao oscilador de referência.

Para o ruído do VCO, a malha se comporta como um filtro passa-alta, onde a frequência de corte depende dos parâmetros da malha, como será visto na seção seguinte. Portanto o ruído do VCO será atenuado para frequências abaixo da frequência de corte. Na Figura 3.15 é apresentada a modificação da densidade de ruído do VCO causada pela malha do sintetizador.

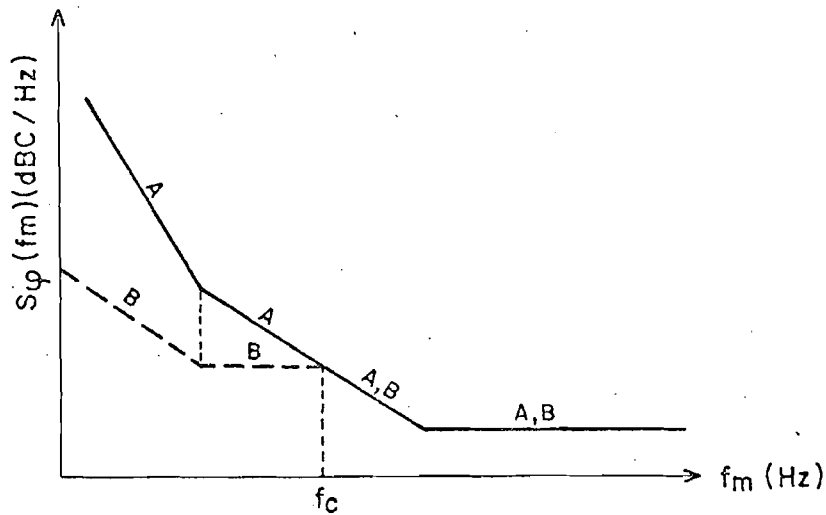


Fig. 3.15 - Densidade do ruído de fase devido ao VCO.

Há também um outro ruído a ser considerado, que é conhecido como ruído de "fundo" (Winchell, s.d.) ocasionado pelos próprios circuitos da malha, principalmente pelos divisores. Este ruído é praticamente constante em toda a faixa. Na Figura 3.16a é mostrado o ruído devido ao VCO, o ruído devido ao oscilador de referência já multiplicado e o ruído de fundo do circuito. Na Figura 3.16b é mostrada a densidade de ruído resultante na saída (linha cheia).

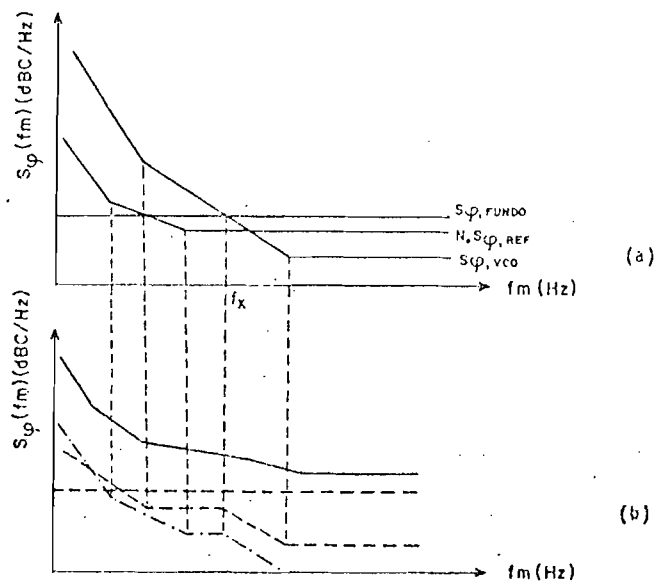


Fig. 3.16 - Efeito da malha sobre o ruído de fase na saída.

(a) Malha aberta. (b) Malha fechada.

3.5 - MODULADOR FM

Um sistema de controle, além de ser excitado por uma entrada de referência, pode ser submetido a sinais de perturbações aplicados em diversos pontos da malha. No caso, para o sintetizador ser utilizado como modulador FM, o sinal modulante $\bar{e}$ é introduzido depois do filtro e superposto à tensão de controle do VCO (Figura 3.17).

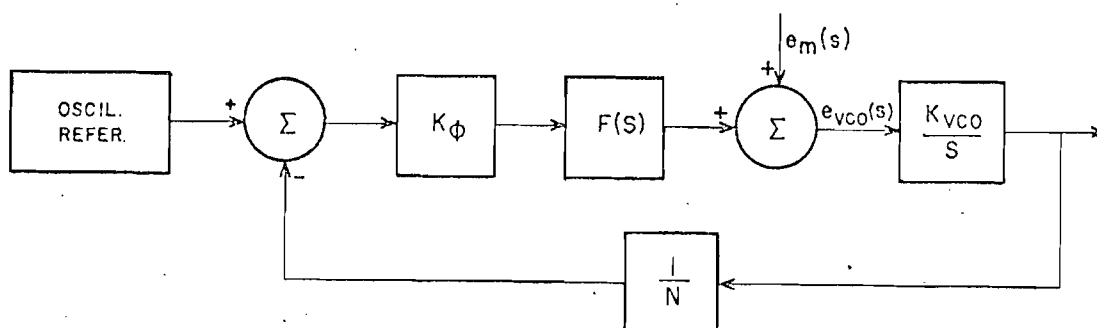


Fig. 3.17 - Sintetizador como modulador FM.

O sinal modulante $\bar{e}$ é representado por $e_m(s)$ no domínio da frequência, e a função de transferência do erro de tensão gerado na entrada do VCO em relação ao sinal modulante é dada por:

$$\frac{e_{vco}(s)}{e_m(s)} = \frac{s}{s + \frac{K_\phi K_{vco}}{N} F(s)}, \quad (3.18)$$

que tem a característica de um filtro passa-altas.

Para o sintetizador de primeira ordem a Equação 3.18 torna-se:

$$\frac{e_{vco}(s)}{e_m(s)} = \frac{s}{s + \frac{K_\phi K_{vco}}{N}}. \quad (3.19)$$

Na Figura 3.18 é apresentada a resposta do sintetizador de primeira ordem para o sinal de modulação FM. Como o valor de N varia entre dois extremos, pode-se notar que há também uma variação na frequência de corte, a qual é inversamente proporcional a N .

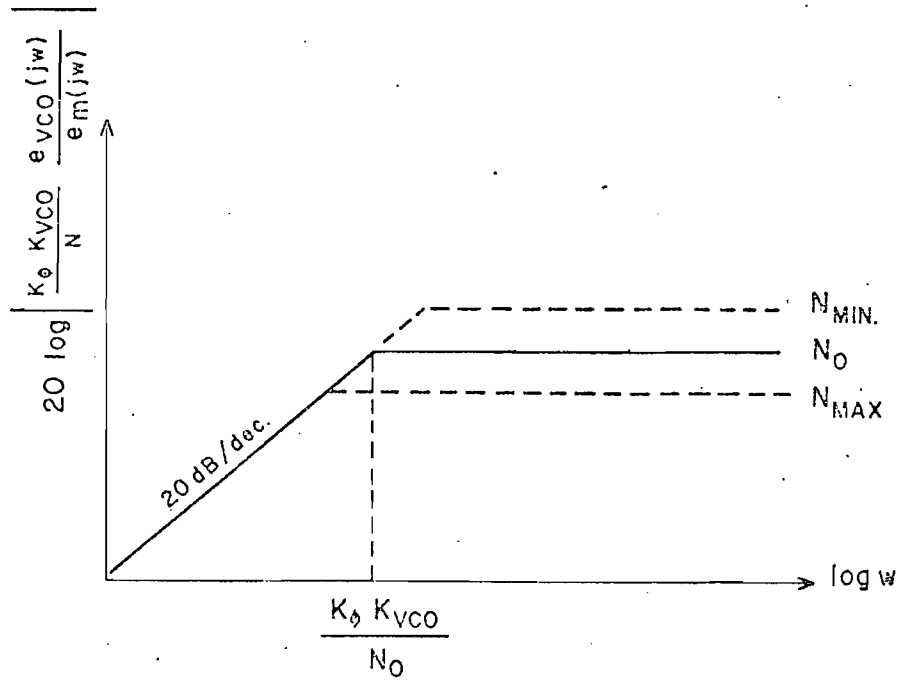


Fig. 3.18 - Resposta do sintetizador de primeira ordem para modulação FM.

Para o sintetizador de segunda ordem com filtro passivo, a Equação 3.18 torna-se:

$$\frac{e_{vco}(s)}{e_m(s)} = \frac{s}{s + \frac{K_\phi K_{VCO}}{N} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \right)},$$

$$\frac{e_{vco}(s)}{e_m(s)} = \frac{s(\frac{1}{\tau_1} + s)}{s^2 + \frac{1}{\tau_1} (1 + \frac{K_\phi K_{vco}}{N} \tau_2) s + \frac{K_\phi K_{vco}}{N \tau_1}}$$

Escrevendo a equação acima como função de ω_n e ξ , tem-se:

$$\frac{e_{vco}(s)}{e_m(s)} = \frac{s(s + \frac{1}{\tau_1})}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.20)$$

Na Figura 3.19 é apresentada a resposta do sintetizador, correspondente à Equação 3.20.

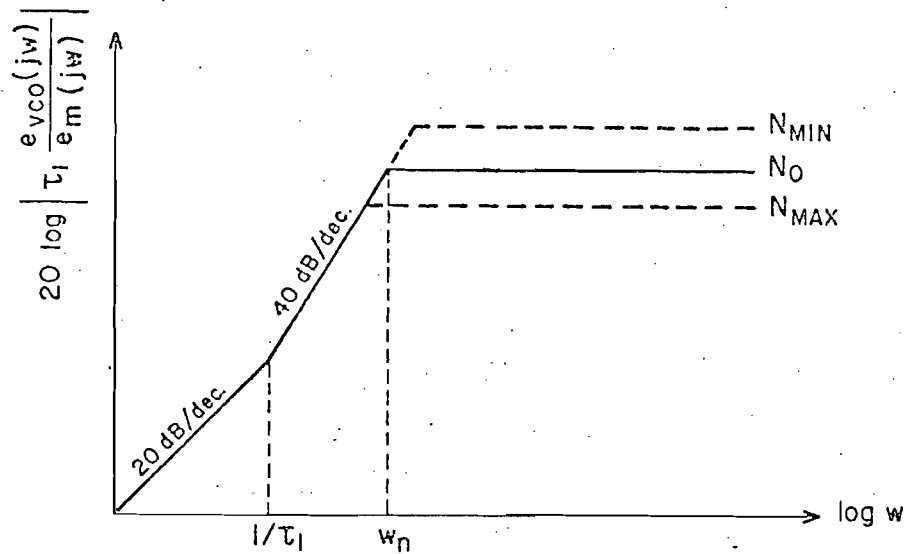


Fig. 3.19 - Resposta do sintetizador de segunda ordem com filtro passivo para modulação FM.

Neste caso, a frequência de corte varia inversamente com $\sqrt{N}$.

Para o sintetizador de segunda ordem com filtro ativo, a Equação 3.18 torna-se:

$$\frac{e_{vco}(s)}{e_m(s)} = \frac{s}{s + \frac{K_\phi K_{vco}}{N} \frac{1}{\tau_1} \left(1 + \frac{\tau_2 s}{s}\right)}$$

ou

$$\frac{e_{vco}(s)}{e_m(s)} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{K_\phi K_{vco}}{N} \frac{\tau_2}{\tau_1} s + \frac{K_\phi K_{vco}}{N \tau_1}}$$

Escrevendo a equação acima como função de ω_n e ξ , tem-se:

$$\frac{e_{vco}(s)}{e_m(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.21)$$

Na Figura 3.20 é apresentada a resposta do sintetizador de segunda ordem com filtro ativo para modulação FM. Neste caso a frequência de corte varia inversamente com $\sqrt{N}$, e a variação de atenuação para frequências menores que a frequência de corte é maior que os outros dois sintetizadores. Isto significa, como foi visto na Seção 3.4, que há maior rejeição do ruído do VCO para frequências próximas à portadora.

Por outro lado, para que o sinal modulante não sofra o efeito da malha, suas frequências devem ser um pouco superiores a frequência de corte do filtro passa-altas. Portanto, a frequência de modulação mínima é um fator determinante na escolha da frequência de corte destes filtros.

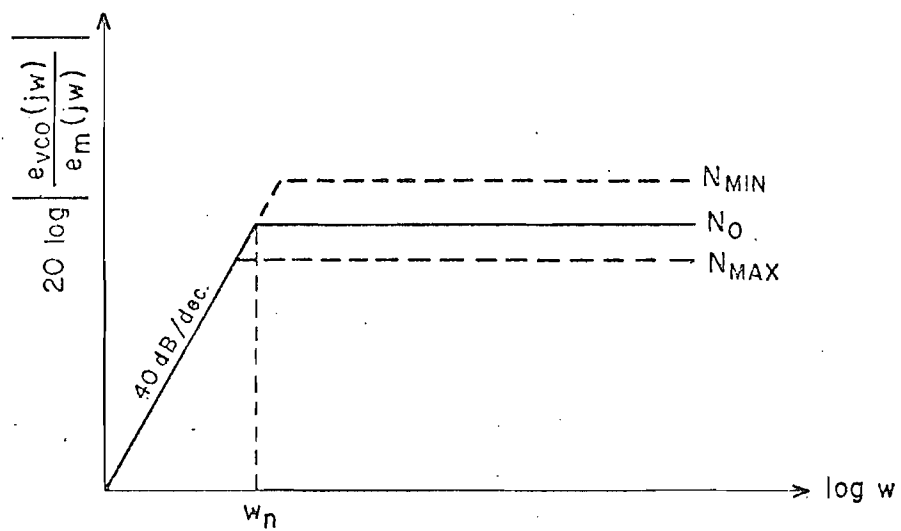


Fig. 3.20 - Resposta do sintetizador de segunda ordem com filtro ativo para modulação FM.

CAPÍTULO 4

PROJETO DOS SINTETIZADORES PARA ESTAÇÃO TERRENA SCPC

O objetivo do Projeto Estações Terrenas de Telecomunicações é desenvolver uma estação para transmissão de voz, telegrafia e dados através de satélite para todo o território nacional.

No futuro, um sistema com centenas de estações desse tipo poderá ser constituído com uso do satélite doméstico. Para tanto, cada estação deve ter a capacidade de comunicar-se com qualquer uma das demais.

A rede funcionará com o sistema de múltiplo acesso por divisão de frequência (FDMA - "Frequency-Division Multiple Access") com canal singelo por portadora (SCPC). Este sistema de acesso torna desnecessária a multiplexação e a demultiplexação de canais e permite substancial economia de potência no satélite, pelo menos no caso de comunicações de voz, uma vez que a portadora é desativada nos períodos de ausência do sinal modulador.

O acesso ao satélite é feito por FDMA-SCPC, com 1200 canais por transponder; cada um deles ocupa uma faixa de 30 kHz, totalizando assim 36 MHz a faixa total.

A estação deve possuir na transmissão a versatilidade de gerar 1200 frequências diferentes, espaçadas de 30 kHz, e cada portadora será modulada em frequência. O desvio de frequência deve ser limitado de forma que a faixa ocupada pelo sinal modulado não exceda a disponível (na recepção, o sinal passa por um filtro de 26 kHz de largura).

A finalidade do sintetizador é gerar estas 1200 frequências diferentes e, ao mesmo tempo, modulá-las com um sinal de voz; as portadoras serão ativadas somente quando houver sinal de voz.

Na recepção deve haver também um sintetizador, que terá a função de oscilador local. Com este sintetizador é possível sintonizar qualquer um dos 1200 canais do transponder do satélite.

4.1 - ESPECIFICAÇÃO DO SINTETIZADOR DE TRANSMISSÃO

O sinal proveniente do processador de voz, devidamente tratado, modula em FM a frequência de saída do sintetizador de transmissão. Um sinal digital que indica a ausência ou presença de voz, também proveniente do processador de voz, atua sobre o supressor de portadora. A saída do sintetizador somente é ativada quando há sinal de voz no processador.

O sintetizador de transmissão tem a capacidade de gerar 1200 frequências diferentes com 30 kHz entre frequências adjacentes. A seleção destas frequências é feita manualmente por chave digital do tipo "thumbwheel".

As especificações do sintetizador de transmissão são apresentadas na Tabela 4.1.

TABELA 4.1

ESPECIFICAÇÕES DO SINTETIZADOR DE TRANSMISSÃO

Número de canais	1200
Espaçamento entre canais	30 kHz
Faixa de frequência de saída	52,020 a 87,990 MHz
Frequência de referência	30 kHz
Nível de saída	-10 dBm
Flutuação do nível de saída	± 0,5 dB
Precisão de cada canal	± 50 Hz
Nível de espúrios em relação à portadora	50 dB
Desvio máximo de frequência na saída devido à modulação FM .	± 8,5 kHz
Frequências do sinal modulante	300 a 3400 Hz
Variação do índice de modulação na faixa de 36 MHz	± 0,5 dB

4.2 - PROJETO DO SINTETIZADOR DE TRANSMISSÃO

Nesta seção é apresentado o projeto do sintetizador de transmissão, cujas frequências de saída estão na faixa de 52,020 MHz a 87,990 MHz. O diagrama de blocos deste sintetizador é o apresentado na Figura 2.11. Como já foi dito, trata-se de um sintetizador coerente in direto. O projeto será apresentado por blocos, iniciando-se pelo divi sor de frequências programável.

4.2.1 - DIVISOR DE FREQUÊNCIAS PROGRAMÁVEL

Como a frequência de saída do sintetizador varia de 52,020 MHz a 87,990 MHz em passos de 30 kHz, o divisor deverá ser pro gramado de

$$N_{\min} = \frac{52,020 \text{ MHz}}{30 \text{ kHz}} = 1734$$

a

$$N_{\max} = \frac{87,990 \text{ MHz}}{30 \text{ kHz}} = 2933$$

Como a frequência de saída do VCO é superior à utilizada em circuitos TTL, há necessidade de um prē-divisor de alta velocidade entre a saída do VCO e os divisores TTL. Mas como o valor da divi são deve variar apenas uma unidade por ocasião da mudança de um canal para outro adjacente, recorre-se à utilização de um circuito prē-divisor com dois mōdulos de divisão, P e P+1, de acordo com a tēcnica explica da na Seção 2.3.

O diagrama de blocos do divisor de frequências é apresen tado na Figura 4.1. Como o valor de N é grande e existe no mercado um prē-divisor com dois mōdulos de divisão (10 e 11), tem-se que o valor de P na Equação 2.4 deve ser igual a 10. Neste caso, a Equação 2.4 tor na-se:

$$f_S = (10 \cdot B + A) \cdot f_R .$$

Como N possui quatro dígitos,

$$B = 100B_2 + 10B_1 + B_0 ,$$

ou seja, o divisor B fica constituído de três décadas e a equação acima fica igual a

$$f_S = (1000B_2 + 100B_1 + 10B_0 + A) \cdot f_R .$$

Com isso B_2 , B_1 , B_0 e A podem ser implementados com décadas contadoras.

O circuito pré-divisor utilizado é o MC12012, que possui dois módulos de divisão, 10 e 11. Seu sinal de entrada deve estar em nível lógico ECL, e em sua saída há um conversor de nível lógico ECL para TTL. Quando o sinal de controle do módulo de divisão é igual a "0", ele divide por 11; quando é igual a "1", ele divide por 10. A década utilizada é o circuito integrado 74162.

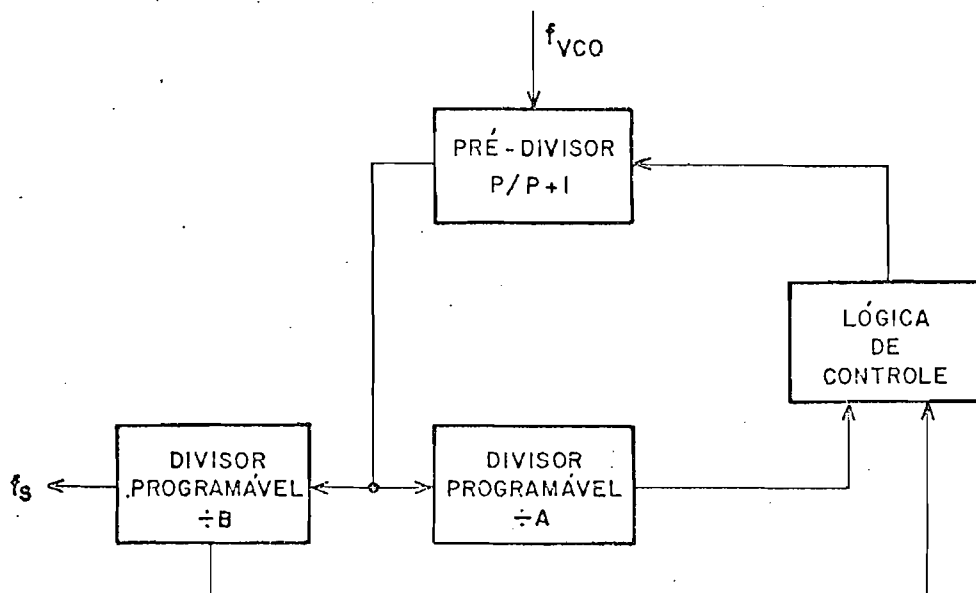


Fig. 4.1 - Diagrama do divisor de frequências programável.

O circuito completo do divisor de frequências programável é o apresentado na Figura 4.2. Suas entradas de programação são selecionadas por chaves que variam de 1 a 1200, correspondendo aos 1200 canais da estação terrena. Como os contadores contam em ordem crescente, a entrada 0001 corresponde à divisão por 2933, enquanto a entrada 1200 corresponde à divisão por 1734. A função do circuito flip-flop do tipo D é controlar o módulo de divisão do circuito MC12012.

O funcionamento deste divisor torna-se mais claro através de um exemplo particular. Suponha-se que a divisão escolhida é por 1735, ou seja, que o canal selecionado por chave é o de número 1199. No início do ciclo a entrada de controle do pré-divisor está em nível lógico "0", de sorte que o circuito MC12012 inicia a operação no módulo de divisão por 11. Neste momento todos os divisores estão recebendo pulsos de relógio. Quando a década menos significativa recebe o quinto pulso de relógio, a entrada de controle muda para o nível lógico "1", fazendo com que o pré-divisor comece a dividir por 10. Nesse instante a contagem da década menos significativa é inibida, continuando em operação as demais décadas. A partir do quinto pulso de relógio até o final do ciclo, estas décadas receberão $173-5 = 168$ pulsos. A partir daí a entrada de controle do pré-divisor volta para o nível lógico "0" e tudo se repete. O diagrama de tempo deste exemplo está mostrado na Figura 4.3.

A seguir Figura 4.2

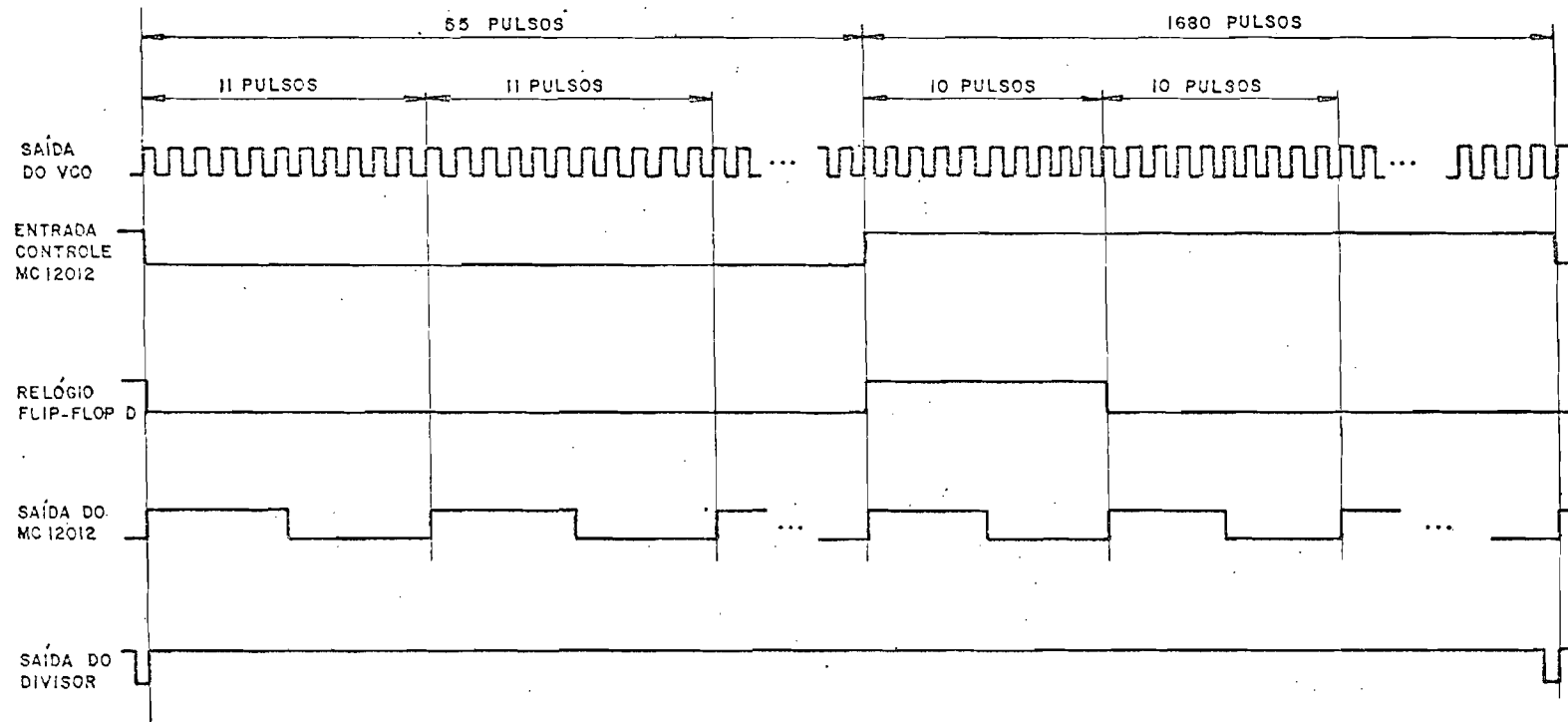


Fig. 4.3 - Diagrama de tempo para a divisão por 1735.

4.2.2 - OSCILADOR CONTROLADO A TENSÃO (VCO)

A saída do oscilador controlado a tensão deve variar de 52,020 MHz a 87,990 MHz, dependendo da tensão na saída do filtro passa-baixas da malha. Esta variação deve ser bastante linear dentro da faixa, para que os desvios de frequência devidos à modulação FM não variem significativamente em função do canal selecionado, ou seja, para que o índice de modulação mantenha-se praticamente constante em toda a faixa. A variação da amplitude da saída do VCO deve estar dentro de $\pm 0,5$ dB, na faixa de 36 MHz. Um VCO que satisfaz estas condições e é utilizado neste trabalho é o circuito integrado MC1648. Os níveis de saída deste VCO são compatíveis com níveis lógicos ECL. Este oscilador requer um circuito tanque paralelo externo que consiste no indutor L e na capacitância dos "varactores" (Figura 4.4). A faixa de sintonização do VCO é dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_V}}$$

onde C_V é a capacitância variável dos "vactores". Na Figura 4.4 é apresentado o circuito elétrico do VCO. A curva que mostra a variação da frequência de saída com a variação da tensão de controle é apresentada na Figura 4.5. Um detalhe muito importante deste circuito é que todos os componentes externos devem ficar, fisicamente, bem próximos ao circuito integrado.

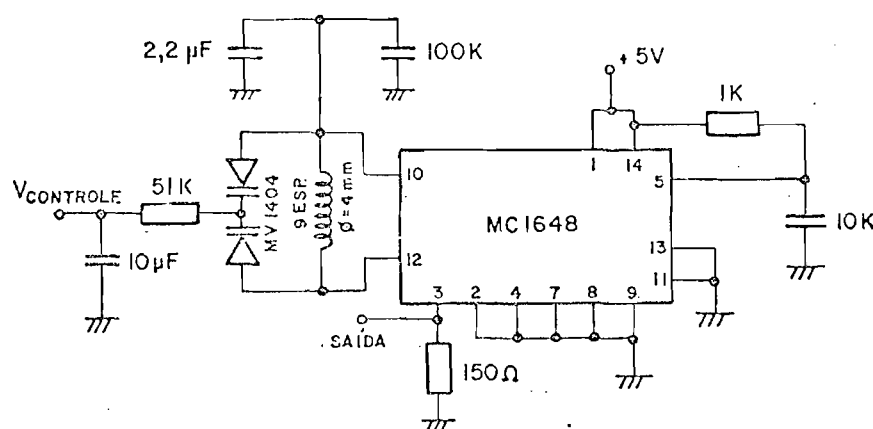


Fig. 4.4 - Circuito elétrico do VCO.

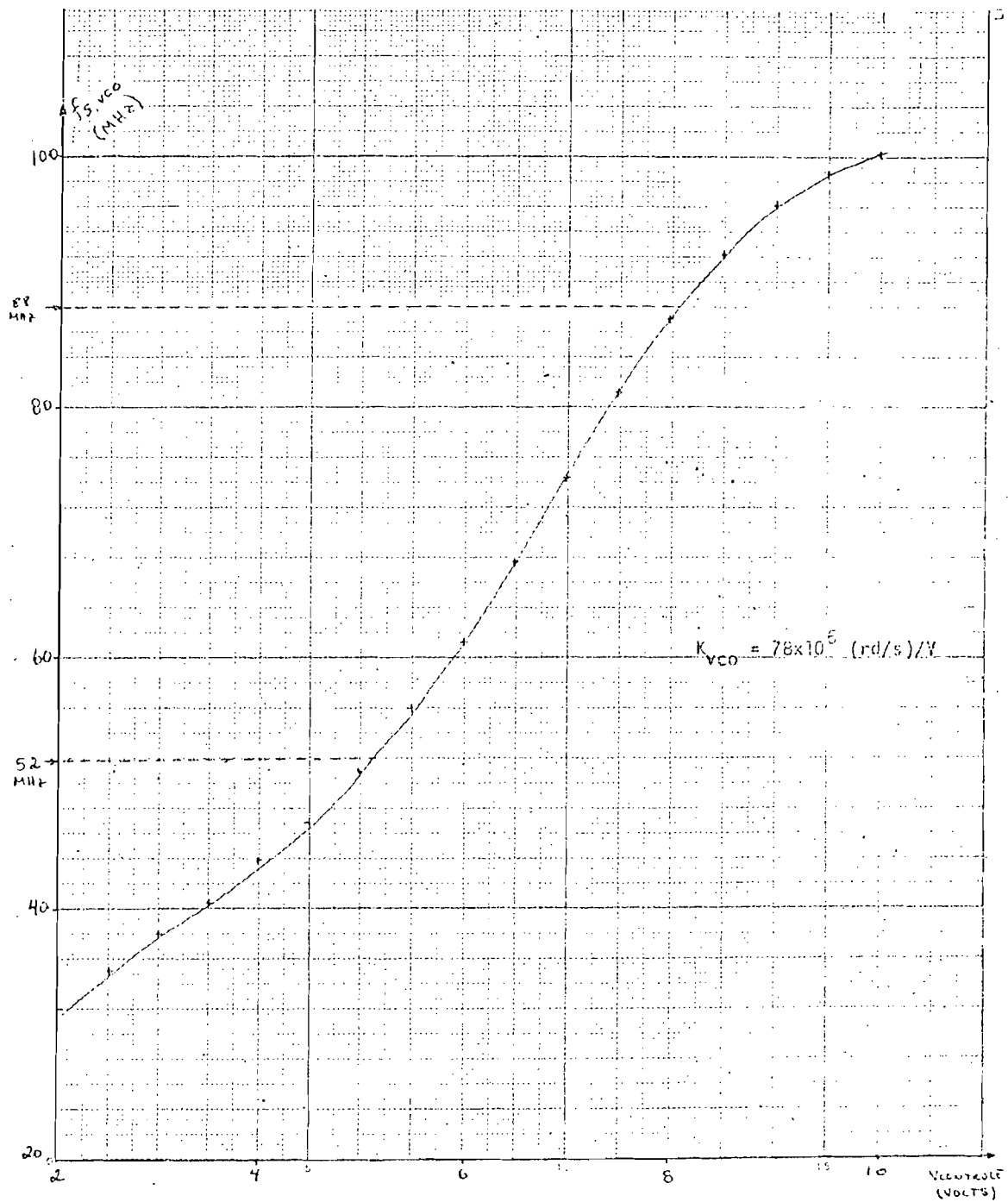


Fig. 4.5 - Curva característica do VCO.

Pela Figura 4.5 pode-se calcular o ganho do VCO, que se rá utilizado no dimensionamento do filtro passa-baixas da malha:

$$K_{VCO} \cong 78 \times 10^6 \frac{\text{rd/s}}{\text{V}} .$$

4.2.3 - COMPARADOR DE FASE E FILTRO DA MALHA

O comparador de fase utilizado para o sintetizador é o circuito integrado MC4044. O principal motivo desta escolha é que ele possui internamente, além do comparador de fase, um discriminador de frequências e um amplificador. Como o valor da divisão (N) é elevado neste sintetizador e, como visto na Seção 3.3.3, o erro de fase de regime permanece igual a zero para qualquer variação em N, o sintetizador a ser adotado aqui é o de segunda ordem com filtro ativo. Para a construção do filtro de malha, é utilizado o próprio amplificador que o MC4044 possui internamente. A Figura 4.6 ilustra o esquema do comparador de fase.

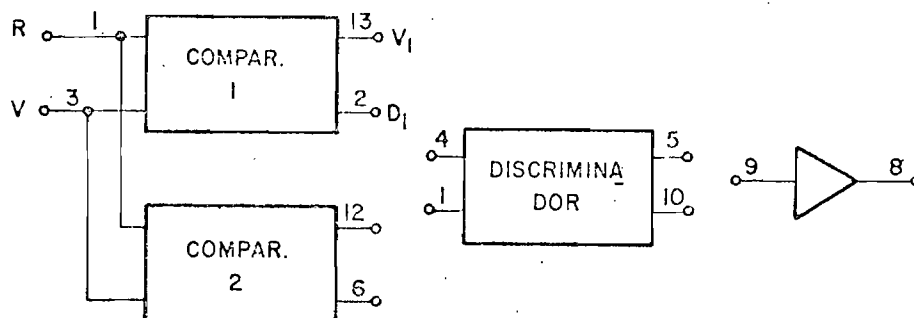


Fig. 4.6 - Esquema do circuito MC4044.

O comparador de fase 1 é utilizado quando se requer diferença de fase igual a zero entre a frequência de referência e a frequência de saída do divisor, quando a malha está amarrada em fase, enquanto o comparador 2 é utilizado quando se deseja diferença de fase igual a 90⁰.

Uma das vantagens deste comparador é que ele responde somente às transições negativas dos sinais de entrada. Isto é muito útil, pois o sinal de saída dos divisores são pulsos, ou seja, a forma de onda não é simétrica num dado período. O erro de fase, neste caso, é independente da simetria da forma de onda e de sua variação da amplitude. O diagrama de tempo do comparador 1 está apresentado na Figura 4.7.

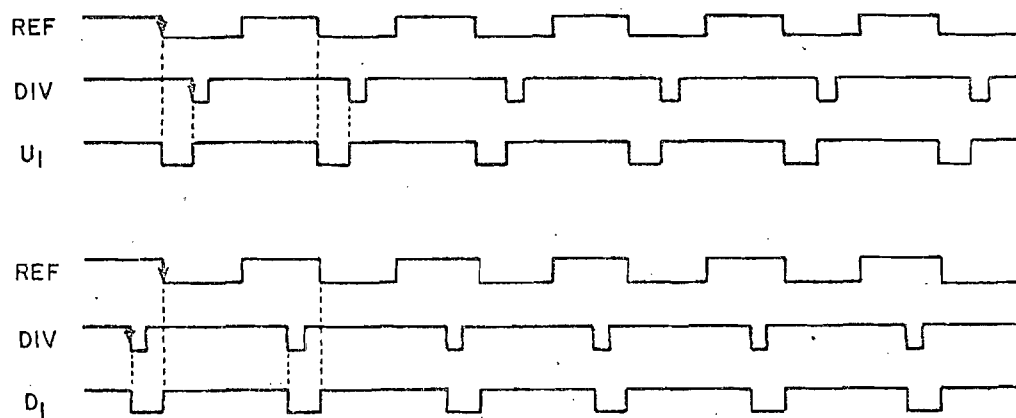


Fig. 4.7 - Diagrama de tempo do comparador de fase 1.

O circuito elétrico do discriminador é mostrado na Figura 4.8. Este discriminador é inserido entre o comparador de fase e o filtro passa-baixas. Ele faz com que o comparador de fase fique com a curva mostrada na Figura 4.9 (Motorola, 1973). Com isto o ganho do comparador é igual a 0,12 volts/radiano.

A função de transferência do filtro ativo para o sintetizador é:

$$F(s) = \frac{1}{\tau_1} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{s} \right),$$

onde $\tau_2 = R_2 \cdot C$ e $\tau_1 = R_1 \cdot C$; sua configuração é a apresentada na Figura 4.10.

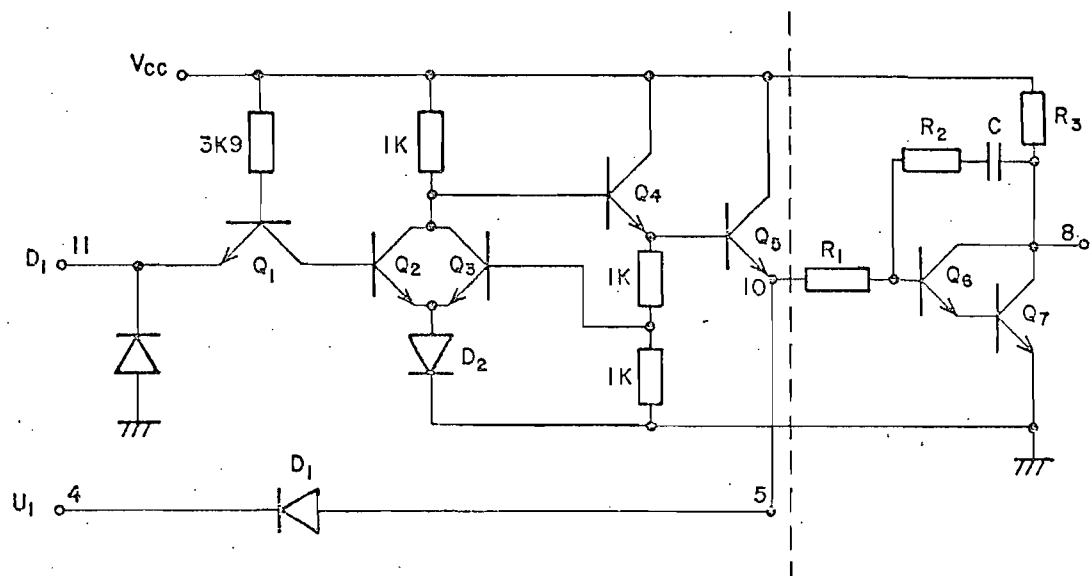


Fig. 4.8 - Esquema elétrico do discriminador e do filtro.

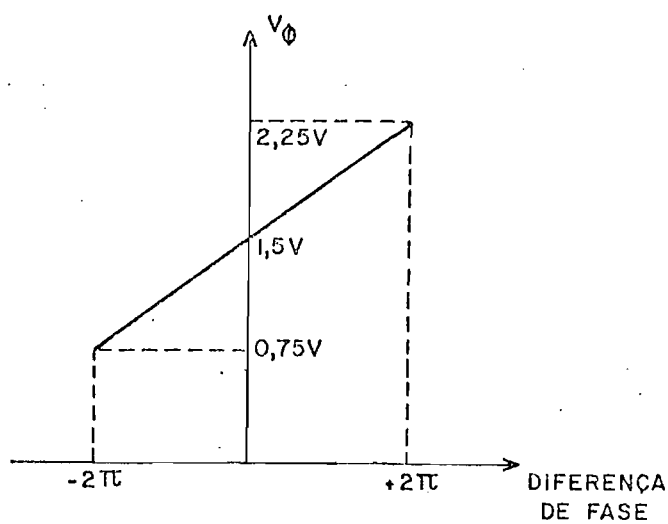


Fig. 4.9 - Curva característica do comparador de fase.

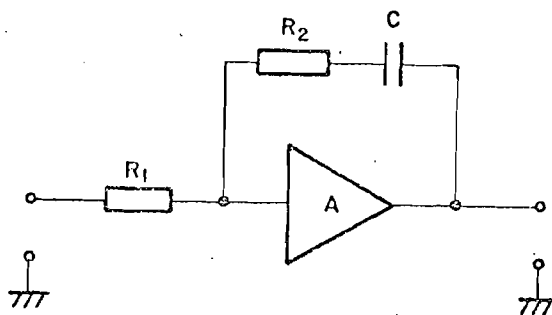


Fig. 4.10 - Filtro de malha utilizado.

A função de transferência do sintetizador, neste caso, é:

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{N(2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2},$$

onde

$$\omega_n = \left(\frac{K_\phi K_{VCO}}{N\tau_1} \right)^{1/2}$$

e

$$\xi = \frac{1}{2} \left(\frac{K_\phi K_{VCO} \tau_2^2}{N\tau_1} \right)^{1/2}.$$

São os valores de ω_n e ξ que definem o sistema de controle. Eles devem ser escolhidos com base na resposta transitória, na mínima frequência de modulação do VCO e no ruído de saída. Escolhidos estes parâmetros, determinam-se R_1 , R_2 e C . Os cálculos destes componentes encontram-se no Apêndice A.

Como o detector de fase é digital, a sua saída fornece componentes de frequências f_R e suas harmônicas. As harmônicas são eliminadas pelo filtro de malha, mas a componente fundamental da frequên

cia de referência, que possui a maior amplitude, não é suficientemente atenuada, fazendo com que apareçam raias laterais de modulação FM na frequência de saída.

O índice de modulação FM é definido como:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m},$$

onde Δf é o desvio de frequência e f_m é a frequência com que este desvio ocorre.

O desvio Δf , no caso do sintetizador, é:

$$\Delta f = \frac{K_{VCO}}{2\pi} \cdot V_R,$$

onde V_R é a tensão correspondente à frequência de referência. Portanto, para a frequência de referência tem-se $\beta = (K_{VCO} \cdot V_R) / (2\pi \cdot f_R)$. Para diminuir as raias laterais, deve-se diminuir o índice de modulação tanto quanto possível. Pela equação acima pode-se notar que quanto maior for a frequência de referência, menor será o índice de modulação. Como a frequência de saída varia em passos de 30 kHz, não é possível aumentar a frequência de referência devido ao sistema adotado. Como K_{VCO} é praticamente constante, a solução é tentar diminuir V_R . A solução adotada para diminuir V_R é colocar um filtro "notch" logo após o filtro de malha, sintonizado na frequência de referência. O filtro utilizado é mostrado na Figura 4.11, cuja função de transferência é:

$$F(j\omega) = \frac{1 - (\omega RC)^2}{1 + j4\omega RC - (\omega RC)^2}$$

e a frequência de sintonia é:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

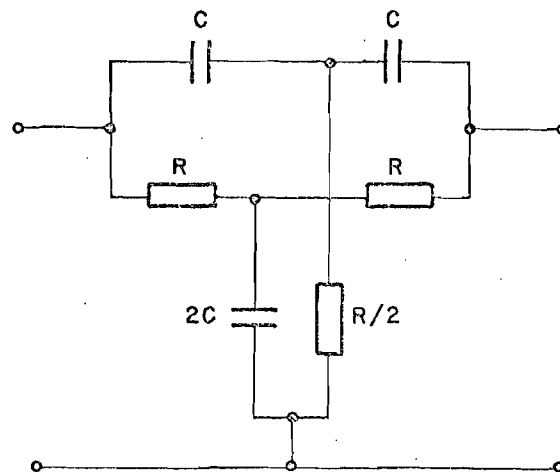


Fig. 4.11 - Filtro "notch".

Os diagramas de amplitude e fase são mostrados na Figura 4.12. Pela figura pode-se notar que o filtro não introduz modificação na resposta da malha para baixas frequências. Sua influência ocorre para frequências próximas à frequência de referência. Mas como ω_R é muito maior que ω_n , sua influência na malha pode ser desprezada.

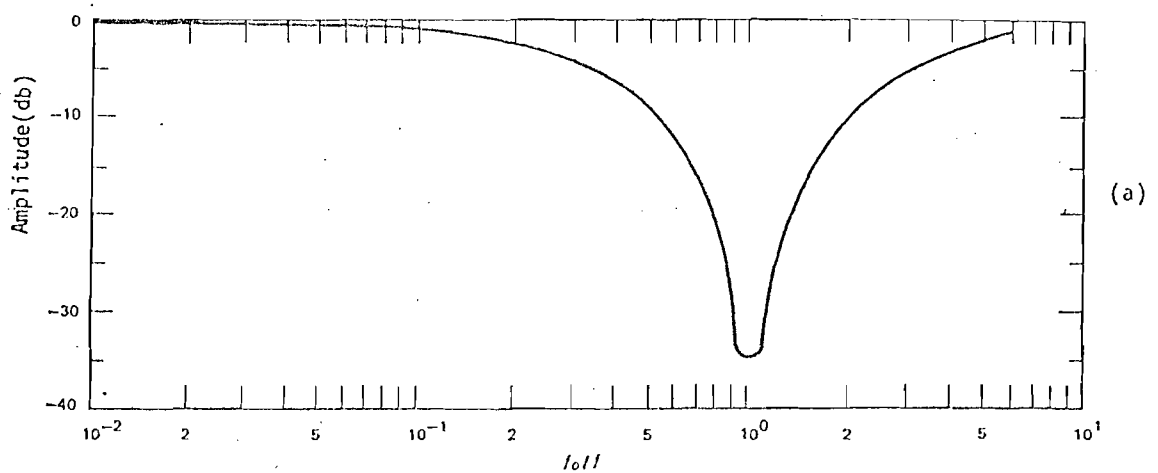


Fig. 4.12 - Diagramas do filtro "notch".

(continua)

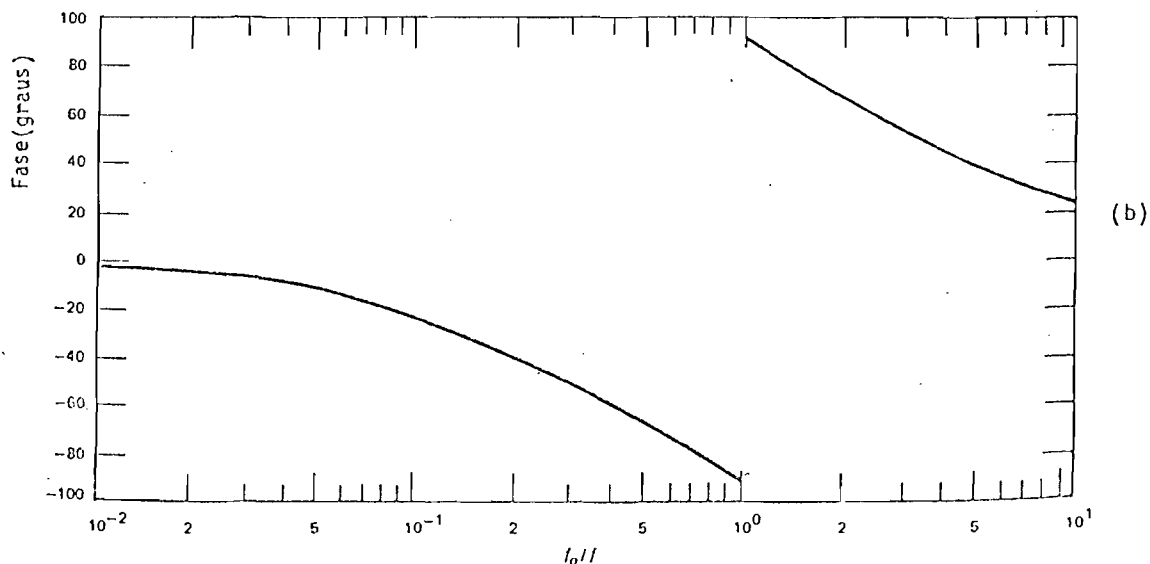


Fig. 4.12 - Conclusão

4.2.4 - DETECTOR DE RETENÇÃO DE FASE

Este circuito deve indicar se a malha do sintetizador está ou não amarrada em fase à frequência de referência.

Quando o sintetizador está amarrado, a frequência na saída do divisor de frequências programável está sincronizada com a frequência de referência. Suas formas de onda estão mostradas na Figura 4.13. Dividindo a frequência de referência e a saída por 2 e fazendo a operação lógica OU EXCLUSIVO, obtêm-se pulsos de largura estreita, que podem ser filtrados facilmente (Figura 4.14). Quando o sintetizador não está amarrado à referência, os pulsos da Figura 4.14e tornam-se maiores e não são eliminados pelo filtro, servindo então para engatilhar um circuito monoestável reengatilhável.

O circuito do detector é mostrado na Figura 4.15.

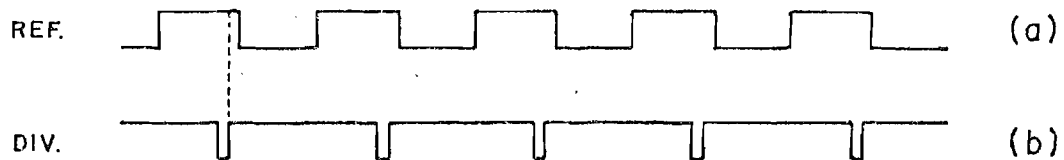


Fig. 4.13 - Formas de onda.

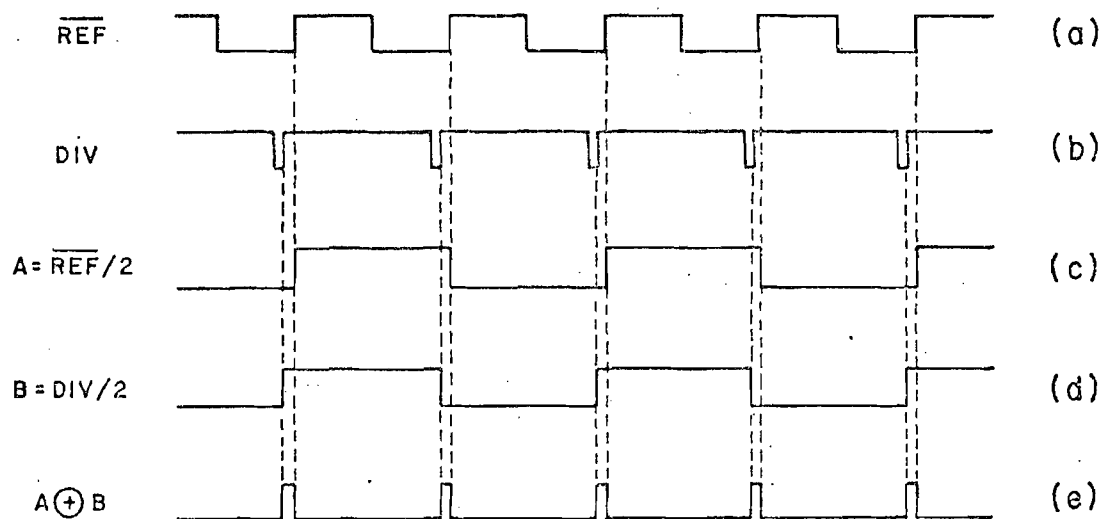


Fig. 4.14 - Formas de onda do detector de retenção de fase.

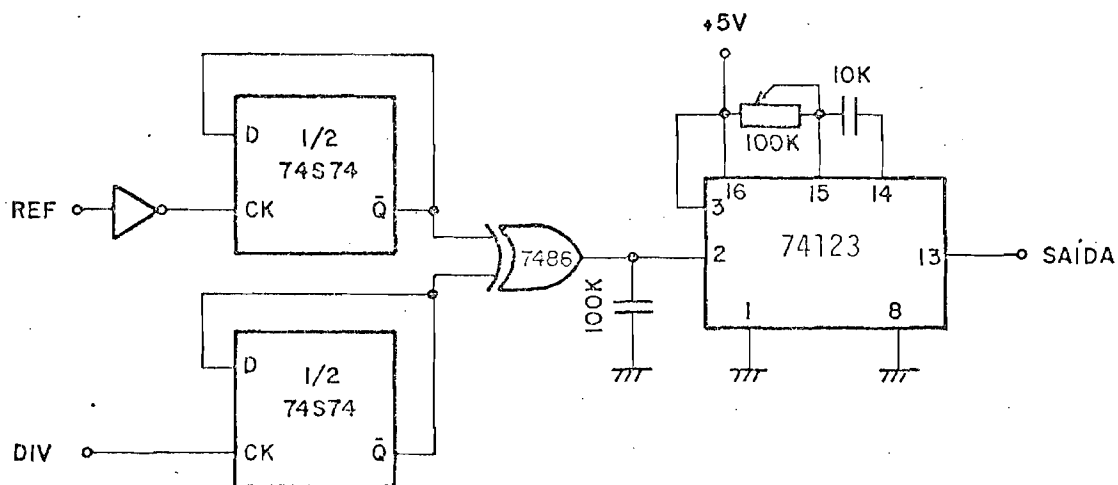


Fig. 4.15 - Circuito detector de retenção de fase.

4.2.5 - SUPRESSOR DE PORTADORA

Como este sintetizador vai ser utilizado em uma estação terrena que transmite portadoras ativadas por voz, a portadora deve estar presente no transmissor somente quando houver sinal no processador de voz. Portanto, o sinal de voz será utilizado para ativar a portadora.

Como supressor de portadora, é utilizado um circuito MOS-FET de porta dupla com canal N enriquecido. As curvas características deste dispositivo são apresentadas na Figura 4.16. Pelas curvas da Figura 4.16, pode-se notar que se uma das portas não estiver convenientemente polarizada a corrente de dreno será igual a zero e, consequentemente, o sinal de RF na saída será bastante atenuado. O circuito utilizado é o mostrado na Figura 4.17

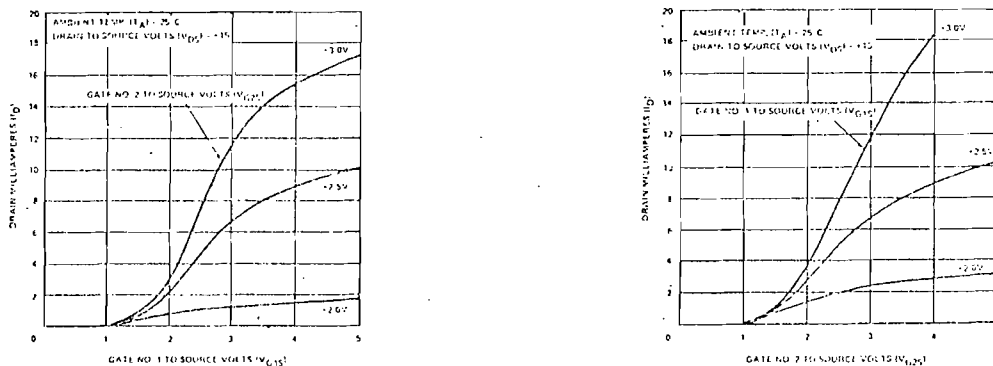


Fig. 4.16 - Curvas características do MOS-FET de porta dupla.

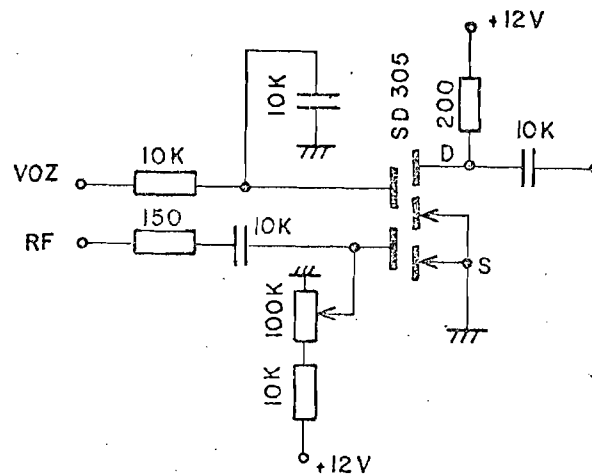


Fig. 4.17 - Circuito do supressor de portadora.

4.2.6 - EQUALIZAÇÃO DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO

Pela Figura 4.5 pode-se observar que o VCO utilizado não é linear, principalmente nas extremidades da faixa de variação da frequência de saída.

A consequência desta não-linearidade é a variação do índice de modulação nos diferentes canais sintetizados. Como esta variação é maior que a especificada, foi necessário realizar um controle desta variação.

O método utilizado consiste no controle do ganho de um amplificador fora da malha de realimentação, onde o sinal de áudio é atenuado ou amplificado antes de entrar no modulador. A informação da não-linearidade do VCO é fornecida pela chave de seleção dos canais. O circuito utilizado é o mostrado na Figura 4.18.

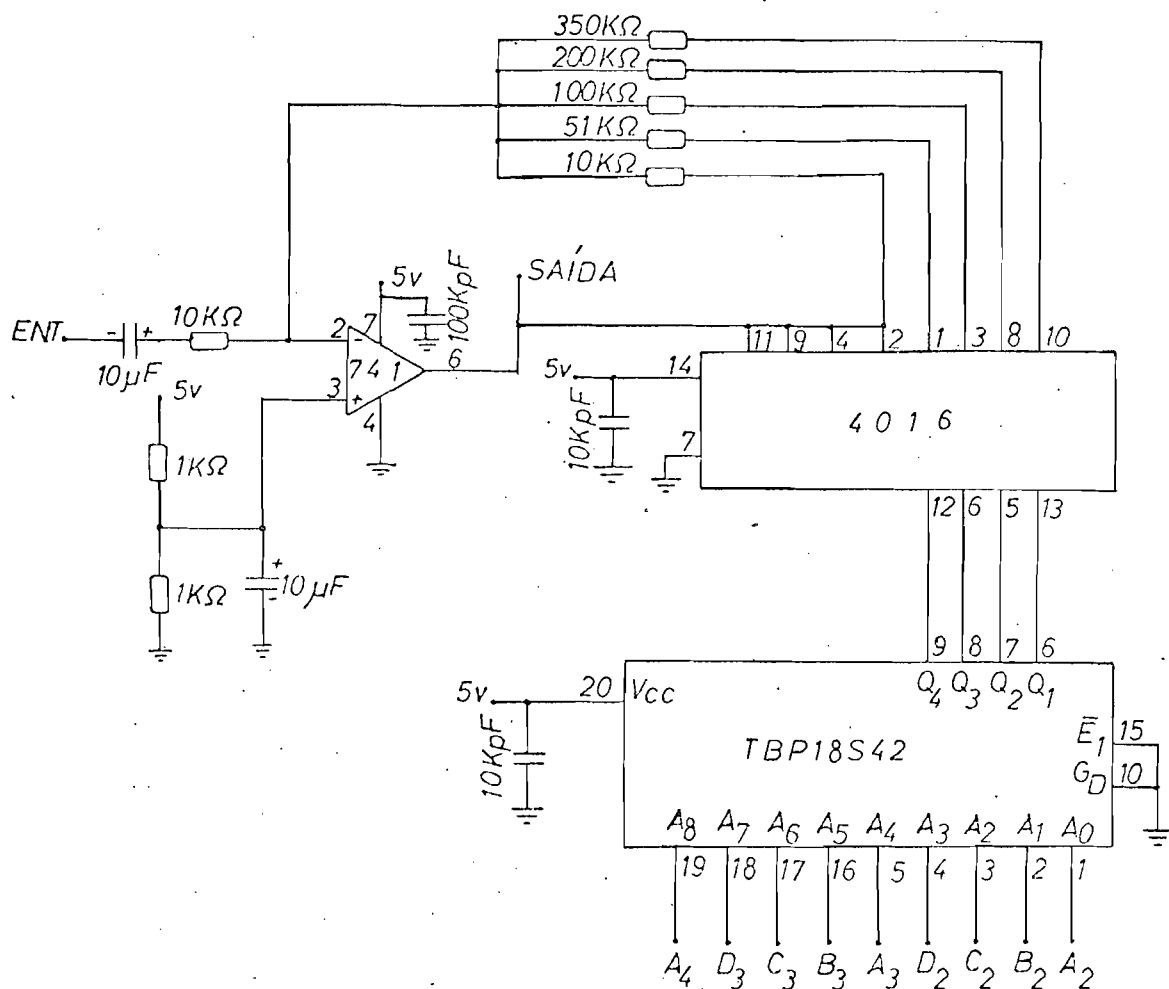


Fig. 4.18 - Circuito de equalização do índice de modulação.

4.2.7 - FILTRO DE SAÍDA

Como o sinal de saída do VCO não é uma senóide pura, há necessidade de utilizar um filtro na saída do sintetizador, para que as harmônicas não estejam presentes. Como a segunda harmônica da primeira frequência sintetizada é igual a 104,040 MHz e a última frequência sintetizada é igual a 87,990 MHz, deve-se utilizar um filtro passa-baixas com resposta plana até 87,990 MHz e atenuação crescente acima desta frequência. O filtro utilizado é do tipo elíptico passa-baixas de seis pólos (Zverev, 1967) e fornece atenuação de 30 dB em 104,040 MHz. Seu circuito é mostrado na Figura 4.19.

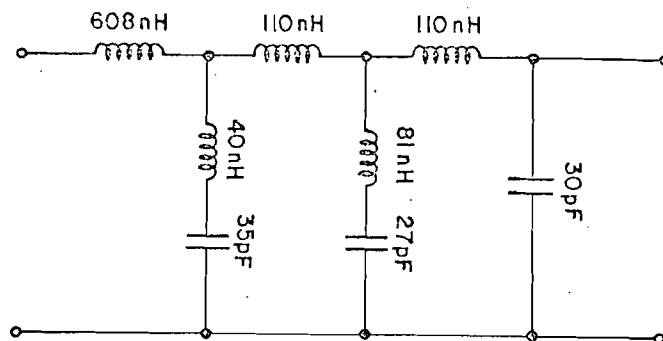


Fig. 4.19 - Filtro passa-baixas de saída do sintetizador de transmissão.

4.2.8 - ALIMENTAÇÃO

A alimentação e as malhas de terra do sintetizador são problemas críticos. Embora a maior parte do sinal da fonte de referência que provoca modulação na saída do VCO venha através do filtro de malha, uma certa contribuição pode vir também através da alimentação e da malha de terra. Portanto deve-se tomar cuidado muito especial na alimentação e malha de terra do VCO e do comparador de fase, que são os circuitos mais sensíveis, principalmente na confecção do circuito impresso.

Problemas desta natureza podem ser minimizados utilizando reguladores de tensão separados para cada parte do circuito do sintetizador, com bom desacoplamento para a frequência de referência. A malha de terra de cada circuito deve estar separada fisicamente das demais, de maneira que a corrente de retorno de um certo circuito não percorra por inteiro a malha de um outro circuito mais sensível e, sim, passe por um único ponto da malha deste circuito.

O circuito completo do sintetizador de transmissão está apresentado no Apêndice B.

4.3 - ESPECIFICAÇÃO DO SINTETIZADOR DE RECEPÇÃO

O sintetizador de recepção tem também a capacidade de gerar 1200 frequências diferentes espaçadas de 30 kHz, cuja finalidade é permitir sintonizar qualquer um dos 1200 canais do transponder do satélite.

A seleção das frequências também é feita manualmente por chave digital.

As especificações deste sintetizador estão apresentadas na Tabela 4.2.

TABELA 4.2

ESPECIFICAÇÕES DO SINTETIZADOR DE RECEPÇÃO

Número de canais	1200
Espaçamento entre canais	30 kHz
Faixa de frequência de saída	97,020 a 132,990 MHz
Frequência de referência	30 kHz
Nível de saída	+ 10 dBm
Flutuação do nível de saída	± 0,5 dB
Precisão de cada canal	± 50 Hz
Nível de espúrios em relação à portadora ..	50 dB

4.4 - PROJETO DO SINTETIZADOR DE RECEPÇÃO

Nesta seção é apresentado o projeto do sintetizador de recepção, cujas frequências de saída cobrem a faixa de 97,020 MHz a 132,990 MHz. O diagrama de blocos deste sintetizador é o apresentado na Figura 2.11, que é o mesmo do sintetizador de transmissão.

Este projeto difere muito pouco do sintetizador de transmissão e a técnica utilizada é a mesma. Por isso será feito somente um breve comentário sobre cada bloco.

4.4.1 - DIVISOR DE FREQUÊNCIAS PROGRAMÁVEL

Como a frequência de saída do sintetizador varia de 97,020 MHz a 132,990 MHz em passos de 30 kHz, o divisor deve ter a capacidade de ser programado de

$$N_{\min} = \frac{97,020}{30} = 3234$$

a

$$N_{\max} = \frac{132,990}{30} = 4433 .$$

Neste caso foi utilizada a mesma técnica de divisão utilizada no sintetizador de transmissão; o circuito elétrico é o apresentado na Figura 4.20.

A seguir Figura 4.20

4.4.2 - OSCILADOR CONTROLADO A TENSÃO

O VCO utilizado neste sintetizador não é tão crítico, quanto à linearidade, como o utilizado no sintetizador de transmissão. Ele deve apenas ser suficientemente linear para que os parâmetros da malha não variem de maneira considerável quando a frequência de saída varia.

A variação da amplitude também deve estar dentro de $\pm 0,5$ dB, na faixa de 36 MHz.

O VCO escolhido é o mesmo utilizado no outro sintetizador, com exceção da bobina de sintonia, que deve ser menor, uma vez que neste caso a frequência de operação é mais alta. O circuito elétrico é semelhante ao mostrado na Figura 4.4.

A curva característica deste VCO está mostrada na Figura 4.21.

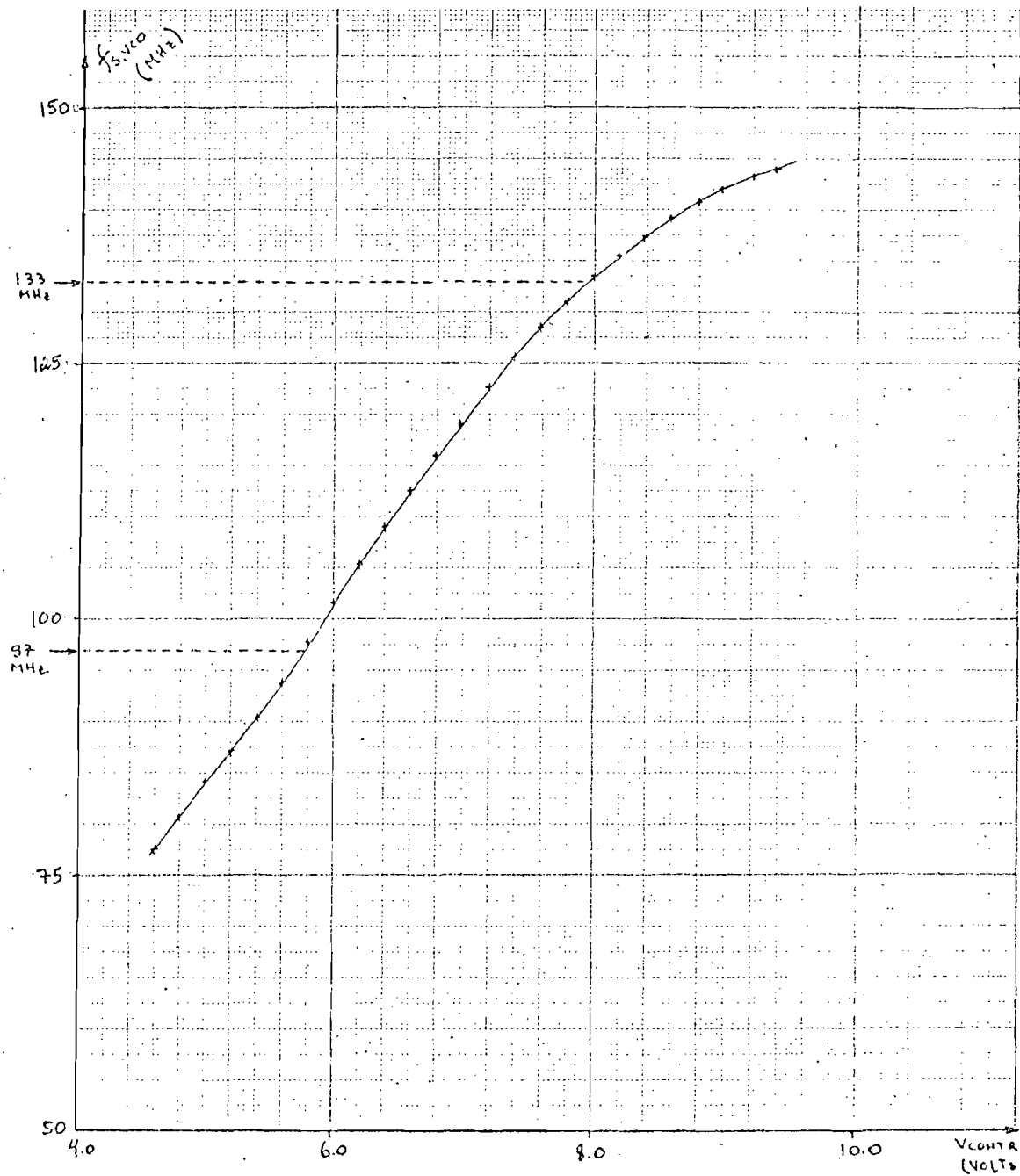


Fig. 4.21 - Curva característica do VCO.

4.4.3 - COMPARADOR DE FASE E FILTRO DE MALHA

O comparador de fase utilizado é o mesmo (MC4044) empregado no sintetizador anterior, e foi escolhido o filtro ativo como filtro de malha pelo mesmo motivo explicado na Seção 4.2.3.

O cálculo do filtro de malha será apresentado no Apêndice A.

Neste sintetizador também foram utilizados dois filtros "notch" iguais ao mostrado na Figura 4.11, para eliminar a modulação no VCO causada pela frequência de referência.

4.4.4 - DETECTOR DE RETENÇÃO DE FASE

O circuito (Figura 4.15) é idêntico ao realizado no sintetizador de transmissão, uma vez que a frequência de referência é a mesma.

4.4.5 - FILTRO DE SAÍDA

Para eliminar as harmônicas presentes na saída do sintetizador, foi utilizado um filtro passa-baixas do tipo elíptico de cinco polos (Zverev, 1967).

A faixa de passagem do filtro deve estar entre 97,020 MHz e 132,990 MHz, enquanto a atenuação para a frequência de 194,040 MHz deve ser da ordem de 30 dB em relação à faixa de passagem. O circuito do filtro é o mostrado na Figura 4.22.

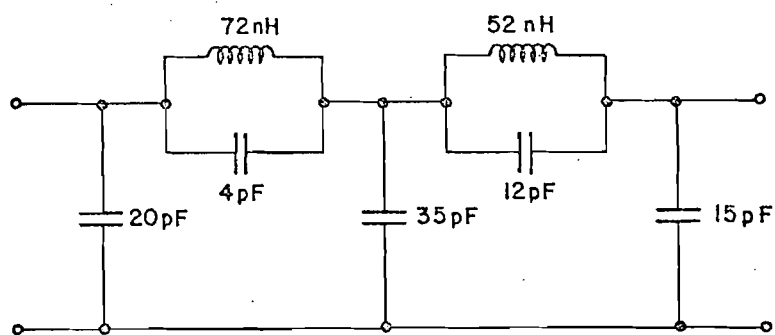


Fig. 4.22 - Filtro passa-baixas de saída do sintetizador de recepção.

4.4.6 - ALIMENTAÇÃO

Aqui também foram tomadas as mesmas precauções citadas na discussão do sintetizador de transmissão.

O circuito eletrônico completo do sintetizador de recepção está apresentado no Apêndice C.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS E CONCLUSÕES

5.1 - SINTETIZADOR DE TRANSMISSÃO

O sintetizador de transmissão construído cobre a faixa de 52,020 MHz a 87,990 MHz, com certa margem de segurança em ambas as extremidades. Esta margem é necessária para que o sintetizador não venha a deixar de reter a fase, se porventura houver variação em algum dos parâmetros da malha. O incremento de frequência é de 30 kHz, totalizando assim 1200 canais disponíveis. A precisão da frequência de cada canal sintetizado está dentro das especificações.

A flutuação do nível de potência na saída e o nível de espúrios gerados na síntese estão dentro dos valores especificados. Na Tabela 5.1 são apresentados estes resultados. Estes valores foram obtidos com o Analisador de Espectro HP8555A e com o Analisador de Modulação HP8901A.

TABELA 5.1

NÍVEIS DE SAÍDA E ESPÚRIOS DO SINTETIZADOR DE TRANSMISSÃO

NÚMERO DO CANAL	NÍVEL DE SAÍDA (dBm)	NÍVEL DE ESPÚRIOS (dBC)
1	-10,02	52
200	- 9,77	52
400	- 9,61	52
600	- 9,85	52
800	-10,20	52
1000	-10,43	53
1200	-10,00	53

Um problema bastante crítico neste tipo de sintetizador é a modulação causada na saída do VCO pelo sinal de referência. Neste caso, o resultado conseguido foi bastante satisfatório, uma vez que os espúrios devidos à fonte de referência estão, no pior caso, mais que 74 dB abaixo do sinal sintetizado, como pode ser observado na Figura 5.1. Isto foi conseguido pela utilização de um filtro "notch" na malha, pela isolação do VCO e pelos cuidados tomados na confecção do "layout" com relação às malhas de terra de cada circuito. Os resultados apresentados na Figura 5.1 foram obtidos com o Analisador de Espectro HP8566A.

A medida de ruído de fase foi feita a 500 Hz da portadora, numa faixa de 100 Hz, e o resultado obtido está apresentado na Figura 5.2.

O supressor de portadora utilizado também teve um bom desempenho, atenuando a portadora em cerca de 40 dB na ausência do sinal de voz.

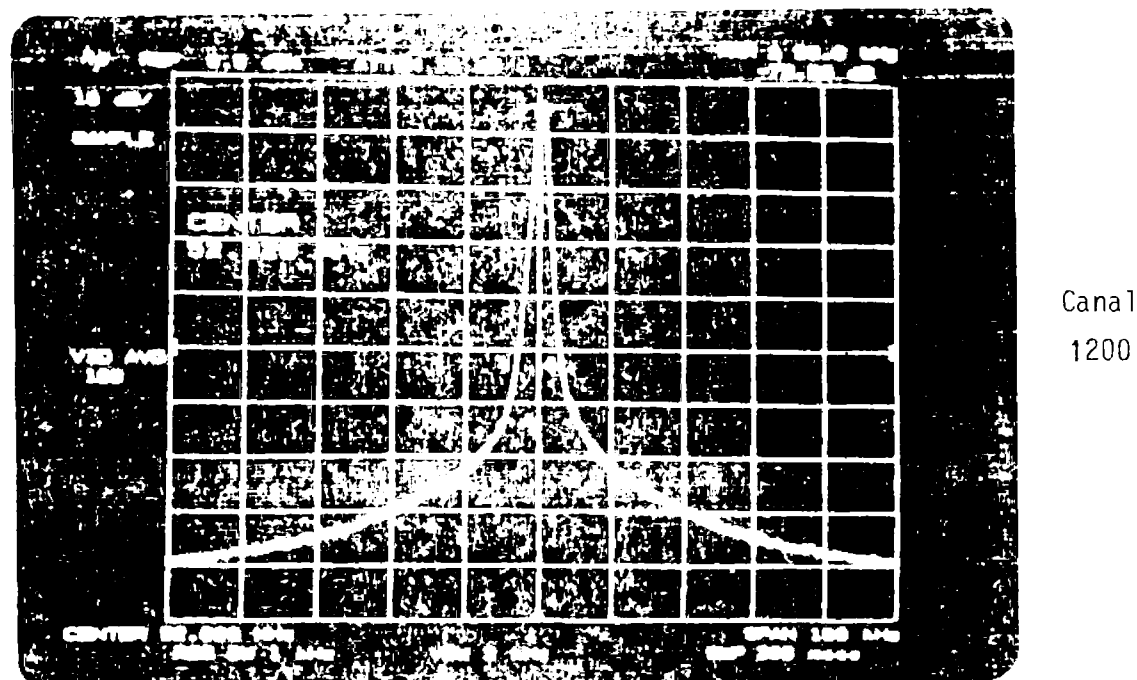
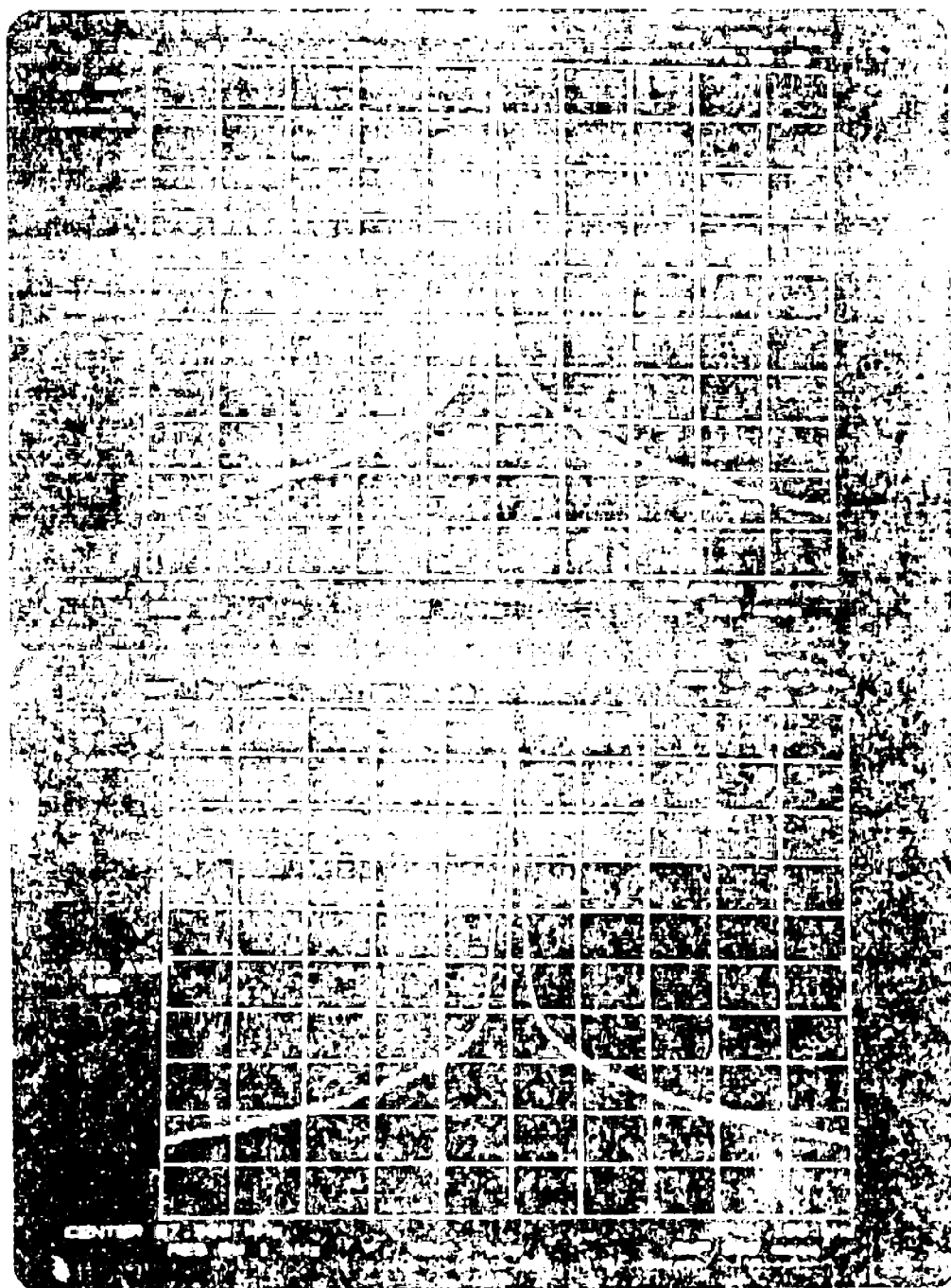


Fig. 5.1 - Espectro de saída do sintetizador de transmissão.

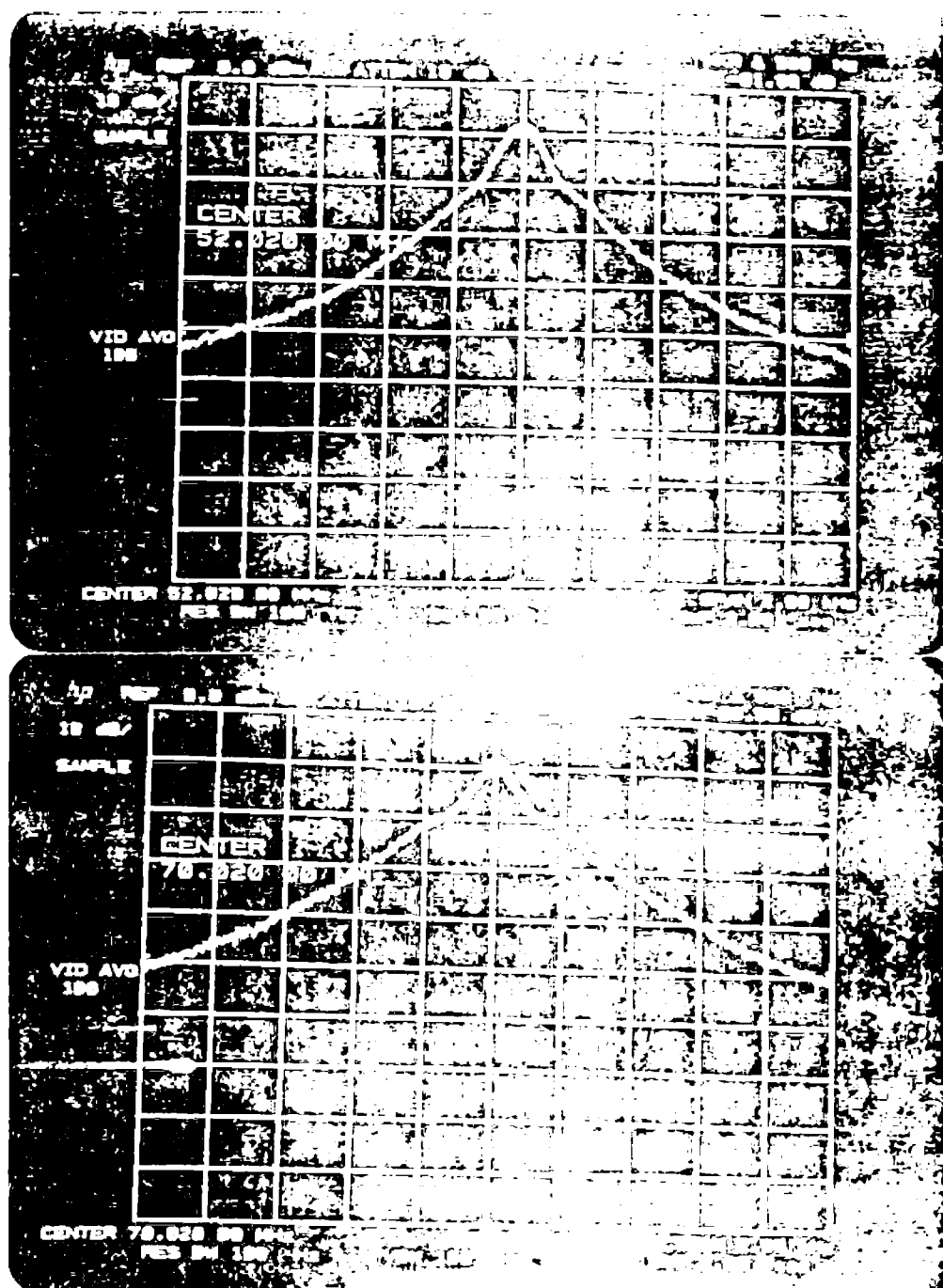
(continua)



Canal
600

Canal
1

Fig. 5.1 - Conclusão.

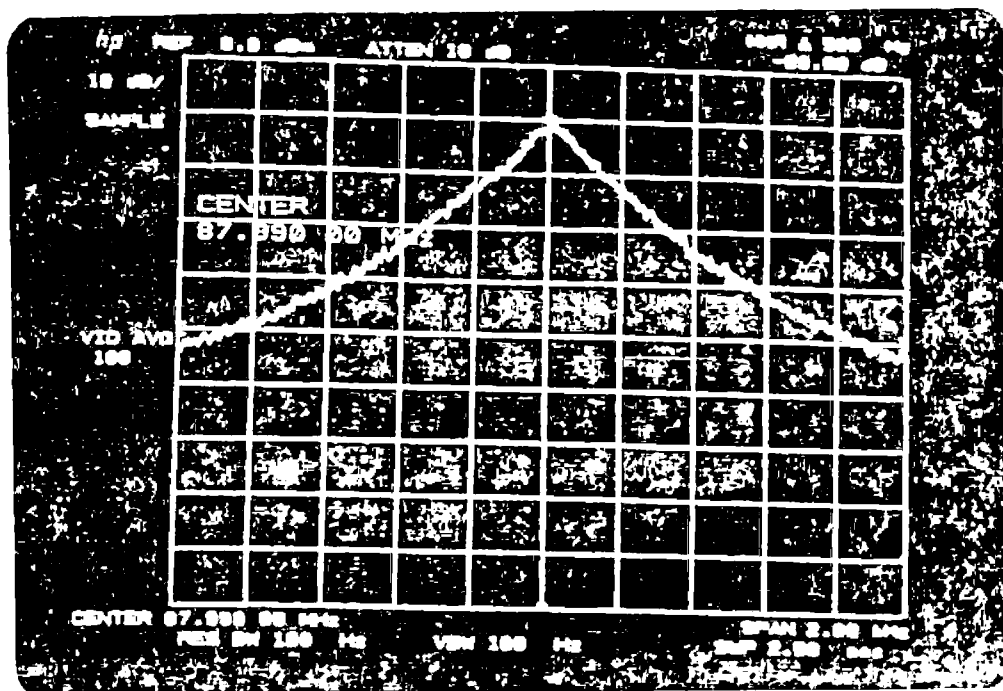


Canal
1200

Canal
600

Fig. 5.2 - Espectro do ruído de fase do sintetizador de transmissão.

(continua)



Canal
1

Fig. 5.2 - Conclusão.

5.2 - SINTETIZADOR DE RECEPÇÃO

O sintetizador de recepção cobre completamente a faixa de 97,020 MHz a 132,990 MHz. O incremento de frequência é de 30 kHz e a precisão da frequência de cada canal sintetizado também está dentro das especificações.

A flutuação do nível de potência na saída e o nível de espúrios estão dentro dos valores especificados. Na Tabela 5.3 são apresentados estes resultados para diversos canais. Estes valores foram obtidos através do Analisador de Espectro HP8555A e do Analisador de Modulação HP8901A.

Os espúrios devidos à fonte de referência estão mais de 70 dB abaixo da portadora, como pode ser observado na Figura 5.3.

TABELA 5.3

NÍVEIS DE SAÍDA E ESPÚRIOS DO SINTETIZADOR DE RECEPÇÃO

NÚMERO DO CANAL	NÍVEL DE SAÍDA (dBm)	NÍVEL DE ESPÚRIOS (dBC)
1	9,75	62
200	9,95	62
400	10,36	60
600	10,10	60
800	9,72	60
1000	9,64	60
1200	9,64	60

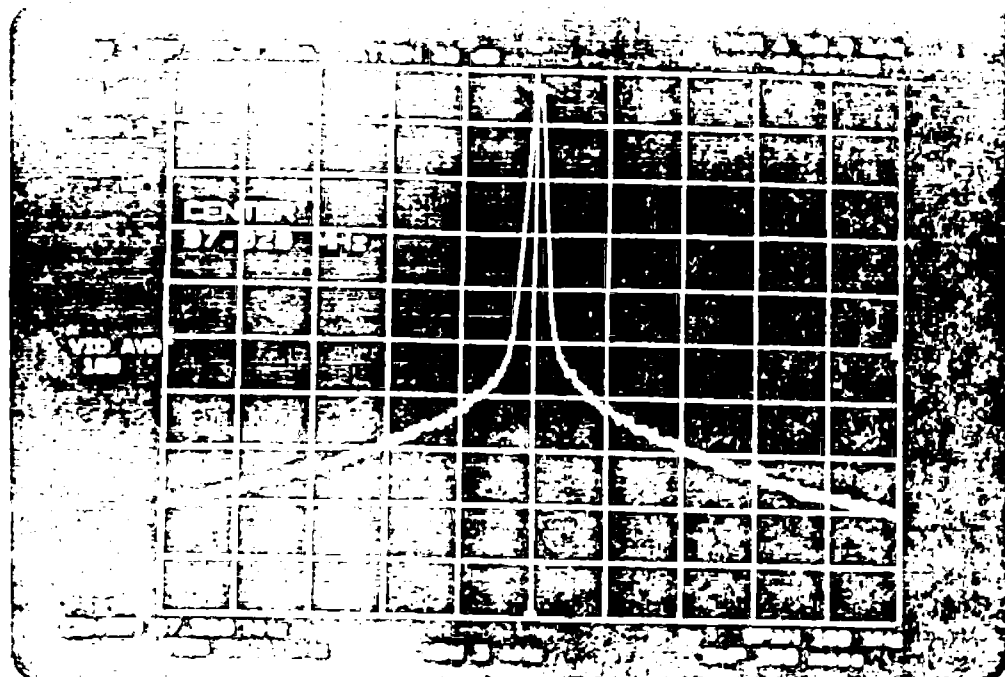
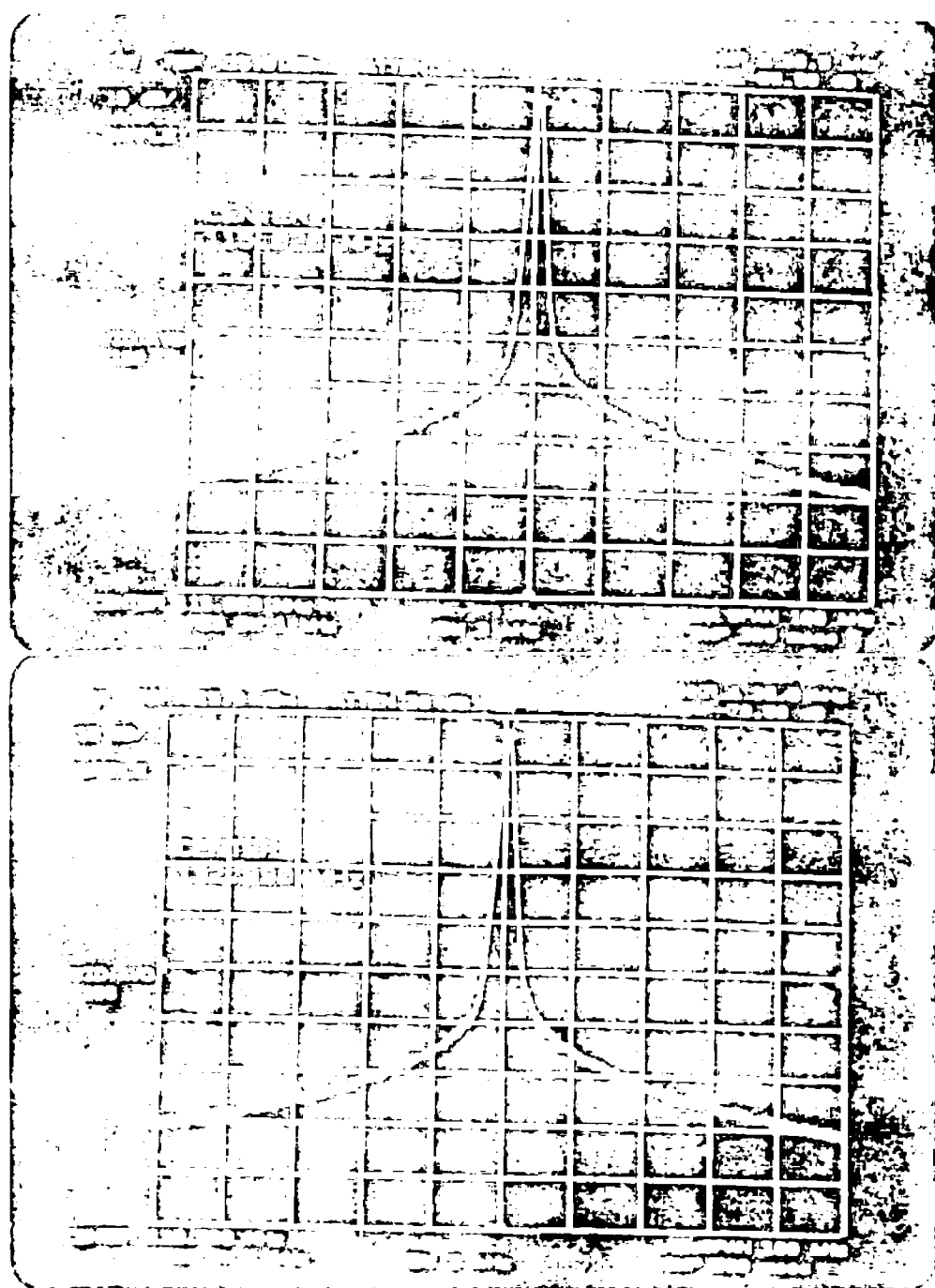


Fig. 5.3 - Espectro de saída do sintetizador de recepção.

(continua)



Canal
600

Canal
1

Fig. 5.3 - Conclusão.

O ruído de fase foi medido em uma faixa de 100 Hz a 500 Hz da portadora e o resultado obtido está apresentado na Figura 5.4.

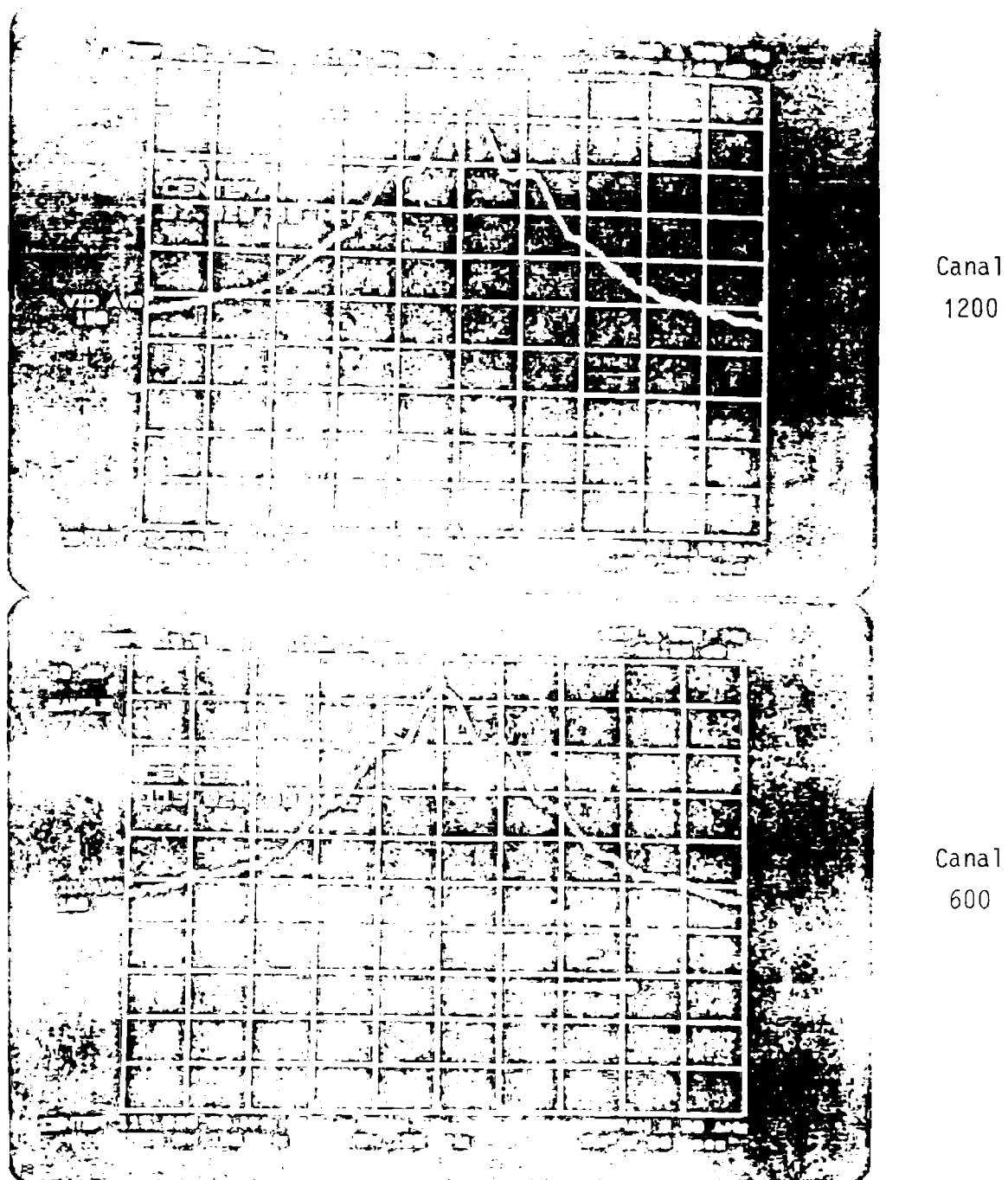


Fig. 5.4 - Espectro do ruído de fase do sintetizador de recepção.

(continua)

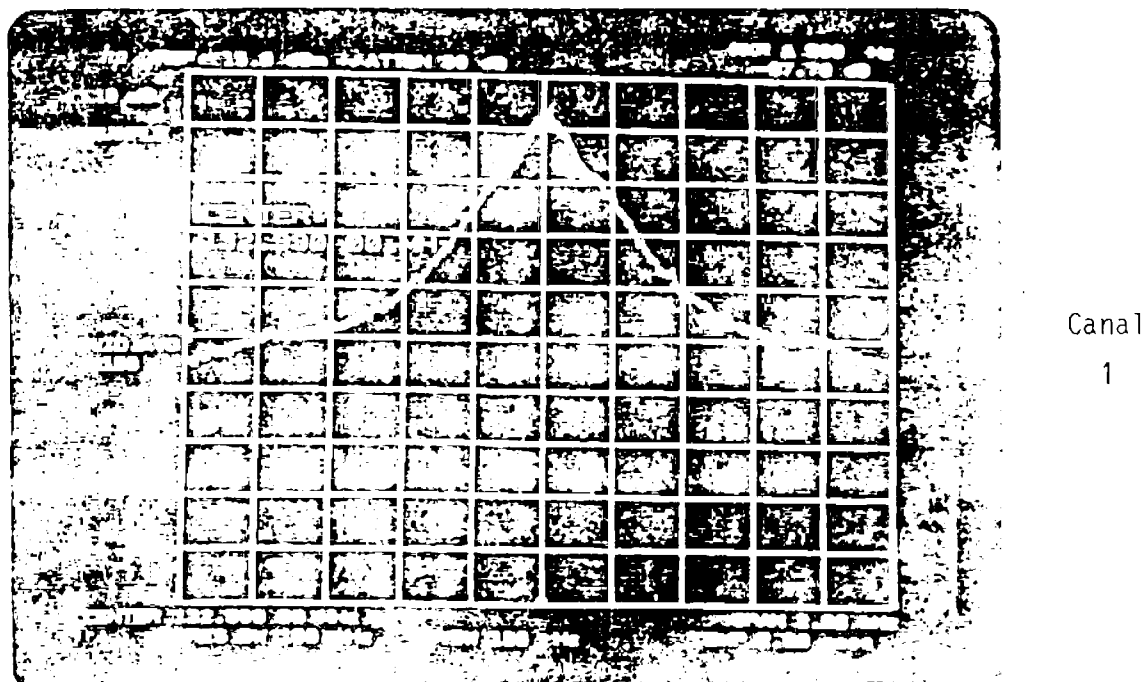


Fig. 5.4 - Conclusão.

5.3 - CONCLUSÃO

Observou-se que os sintetizadores de frequências coerentes indiretos satisfazem plenamente os requisitos da estação terrena a que se destinam. Eles já estão sendo utilizados na unidade de canal da estação SCPC-FM, em desenvolvimento no INPE.

Observou-se também que nestes tipos de sintetizadores é bastante crítica a posição física dos diversos circuitos, bem como a disposição das suas malhas de terra. Portanto, deve-se tomar extremo cuidado com a posição física e com as malhas de terra de cada circuito para que o sinal da fonte de referência não module a saída do VCO. Isto, geralmente, exige do projetista muita experimentação e bom senso.

É aconselhável também que se utilizem reguladores de tensão separados para cada circuito, principalmente para o VCO e para o comparador de fase. A alimentação dos divisores deve ser completamente independente da alimentação dos demais circuitos.

Um ótimo resultado foi obtido quanto à variação do índice de modulação em função do canal sintetizado. A variação máxima do desvio de frequência devido à modulação FM é de 0,33 dB. Este resultado só foi possível com a utilização de um amplificador com ganho controlado digitalmente na entrada do modulador (Figura 4.18). Os desvios causados por um tom de 1 kHz medidos com o Analisador de Modulação HP8901A são apresentados na Tabela 5.2.

TABELA 5.2

VARIAÇÃO DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO EM FUNÇÃO DOS CANAIS

NÚMERO DO CANAL	DESVIO MÉDIO DE FREQUÊNCIA (kHz)
1	5,75
50	5,76
100	5,77
150	5,70
200	5,69
250	5,71
300	5,79
350	5,81
400	5,81
450	5,80
500	5,78
550	5,77
600	5,80
650	5,76
700	5,69
750	5,81
800	5,74
850	5,80
900	5,76
950	5,73
1000	5,80
1050	5,77
1100	5,69
1150	5,83
1200	5,61

Outro circuito que apresentou ótimo resultado foi o circuito de equalização do índice de modulação, com o qual foi possível abaixar a variação do desvio de frequência de 2,5 dB (obtida sem o equalizador) para cerca de 0,3 dB.

Estes sintetizadores possuem tamanho físico bastante reduzido e baixo consumo (cerca de 5 W cada um). Podem ser utilizados, além da estação terrena a que se destinam, em receptores e transmissores em geral. Possuem inúmeras outras aplicações, tais como: gerador de tons de sinalização, gerador de tons para telecomando etc.

Acredita-se, portanto, em vista dos resultados apresentados acima, que o objetivo a que se destina este trabalho foi plenamente alcançado, sugerindo-se para o futuro pesquisas que visem a diminuir ainda mais o ruído de fase presente na saída dos sintetizadores, embora os resultados alcançados sejam bastante satisfatórios..

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BLANCHARD, A. *Phase-locked loops*. New York, John Wiley, 1976.
- D'AZZO, J.J.; HOUPIS, C.H. *Feedback control system analysis and synthesis*. Tokyo, McGraw Hill, 1960.
- EGAN, W.F. *Frequency synthesis by phase lock*. New York, John Wiley, 1981.
- GARDNER, F.M. *Phaselock techniques*. 2. ed. New York, John Wiley, 1979.
- KONO, J.; COLLA, N.H.; ARAKAKI, Y. *Especificação de uma estação terrestre na SCPC FM de baixa capacidade para 6/4 GHz*. São José dos Campos, INPE, out. 1981. (INPE-2254-NTE/176).
- KUO, B.C. *Automatic control systems*. 2. ed. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1967.
- MANASSEWITSCH, V. *Frequency synthesizers theory and design*. New York, John Wiley, 1976.
- MOTOROLA. *Phase locked loop systems; data book*. s.l., 1973.
- TIERNEY, J. *Digital frequency synthesizers*. New York, IEEE Press, 1975.
- WINCHELL, D. *Low noise microwave synthesizes design*. s.l., Frequency Source, s.d.
- ZVEREV, A.I. *Handbook of filter synthesis*. New York, John Wiley, 1967.

APÊNDICE A

CÁLCULO DOS FILTROS DE MALHA DOS SINTETIZADORES

A função de transferência do filtro de malha utilizado nos sintetizadores é:

$$F(s) = \frac{1}{\tau_1} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{s} \right),$$

onde $\tau_2 = R_2 \cdot C$ e $\tau_1 = R_1 \cdot C$.

A função de transferência do sintetizador, neste caso, é:

$$\frac{\phi_{VCO}(s)}{\phi_R(s)} = \frac{N(2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2},$$

onde

$$\omega_n = \left(\frac{K_\phi K_{VCO}}{N\tau_1} \right)^{1/2}$$

e

$$\xi = \frac{1}{2} \left(\frac{K_\phi K_{VCO} \tau_2^2}{N\tau_1} \right)^{1/2}$$

Os valores de R_1 , R_2 e C são determinados através das equações:

$$\tau_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{N\omega_n^2}$$

e

$$\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} .$$

A.1 - SINTETIZADOR DE TRANSMISSÃO

Como as frequências do sinal modulante no VCO estão compreendidas entre 300 Hz e 3400 Hz, a frequência natural da malha deve ser no máximo igual a $\omega_n = 2\pi \cdot 300 = 600\pi$ rd/seg. Para ter certa margem de segurança, adotou-se $\omega_n = 500 \cdot \pi$ rd/seg. Este valor de ω_n deve ocorrer quando N for mínimo, ou seja, $N=1734$.

Como o ganho do VCO é:

$$K_{VCO} = 78 \times 10^6 \text{ rd/s/V} ,$$

e o ganho do comparador de fase utilizado é:

$$K_\phi = 0,12 \text{ V/rd} ,$$

pode-se determinar a constante de tempo τ_1 :

$$\tau_1 = \frac{0,12 \times 78 \times 10^6}{1734 \times (500\pi)^2} = 2,18 \times 10^{-3} \text{ seg.}$$

Escolhendo $C = 1\mu\text{F}$, tem-se:

$$R_1 = \frac{2,18 \times 10^{-3}}{1,0 \times 10^{-6}} = 2180 \Omega .$$

Pela equação de ξ , pode-se notar que o máximo "over-shoot" da resposta da malha ocorre quando N é máximo, ou seja, $N=2933$. Tomando $\xi=0.7$, têm-se:

$$\tau_2 = \frac{1,4}{\left(\frac{0,12 \times 78 \times 10^6}{2933 \times 2,18 \times 10^{-3}} \right)^{1/2}} = 1,16 \times 10^{-3} \text{ seg}$$

e

$$R_2 = \frac{1,16 \times 10^{-3}}{1,0 \times 10^{-6}} = 1160 \Omega$$

A.2 - SINTETIZADOR DE RECEPÇÃO

O ganho do VCO utilizado neste sintetizador é:

$$K_{VCO} = 97 \times 10^6 \text{ rad/s/V}$$

Como o comparador de fase é o mesmo que o anterior, tem-se:

$$K_\phi = 0,12 \text{ v/rd}$$

Tomando $\omega_n = 1000\pi \text{ rad/seg}$ para $N_{\max} = 4433$, tem-se que:

$$\tau_1 = \frac{0,12 \times 97 \times 10^6}{4433 \times (1000\pi)^2} = 2,66 \times 10^{-4} \text{ seg}$$

Escolhendo $C = 1\mu\text{F}$, tem-se:

$$R_1 = \frac{2,66 \times 10^{-4}}{1,0 \times 10^{-6}} = 266 \Omega$$

e

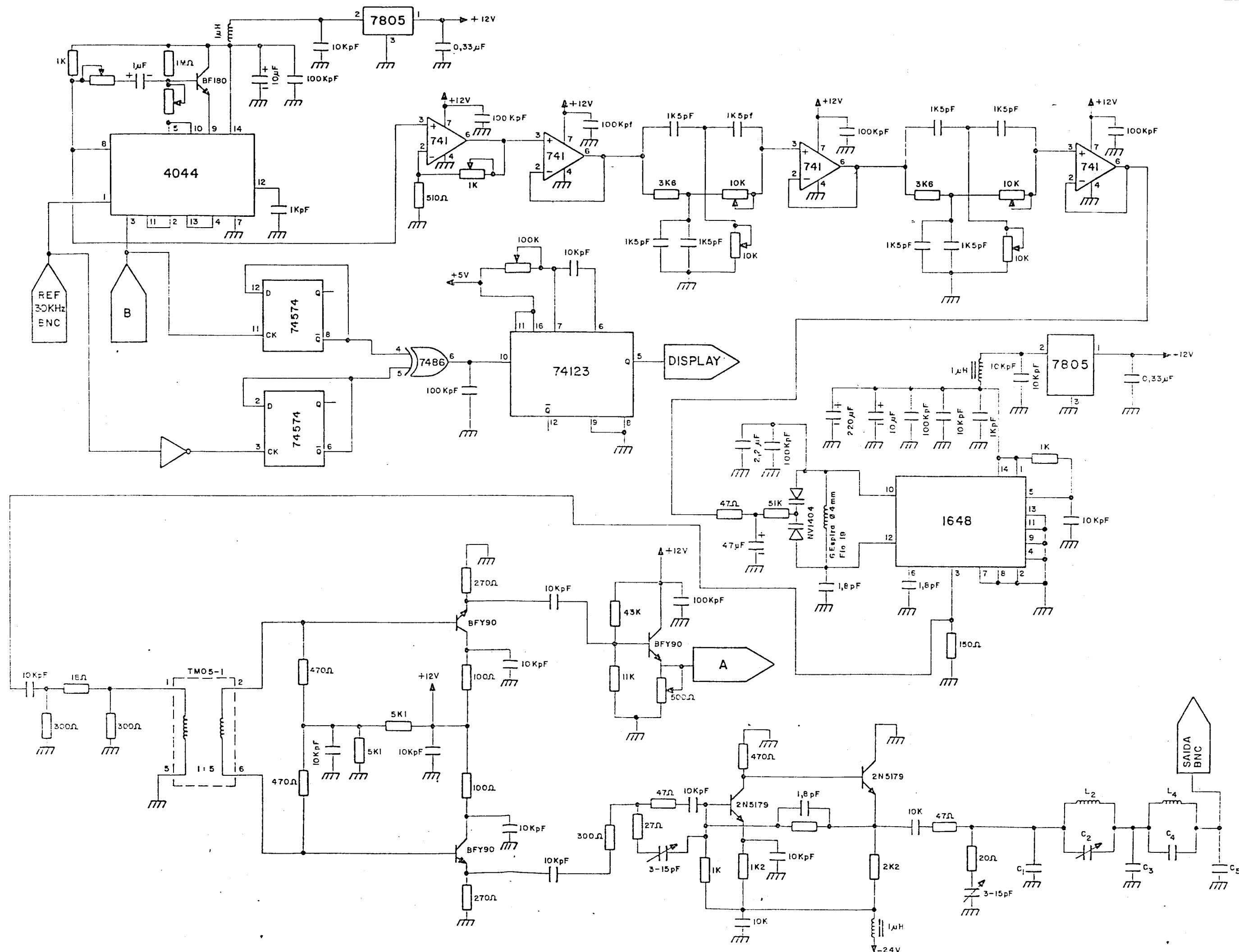
$\xi = 0,7$, determina-se R_2 :

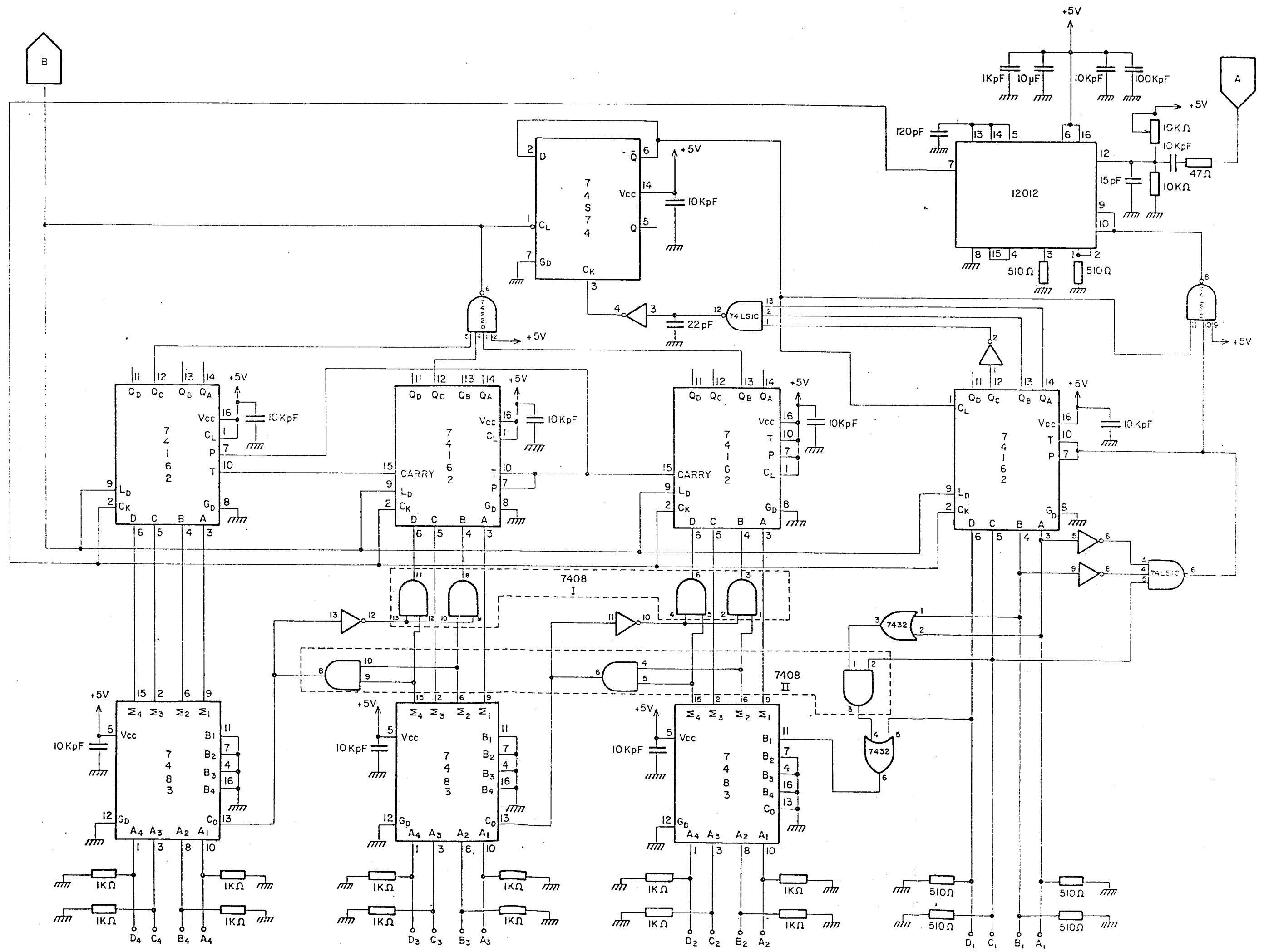
$$\tau_2 = \frac{1,4}{1000\pi} = 4,45 \times 10^{-4} \text{ seg}$$

$$R_2 = 445 \, \Omega .$$

APÊNDICE B

CIRCUITO ELÉTRICO DO SINTETIZADOR DE TRANSMISSÃO





APÊNDICE C

CIRCUITO ELÉTRICO DO SINTETIZADOR DE RECEPÇÃO

