

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica
Departamento de Eletrônica e Microeletrônica

Este exemplar é a cópia final da tese
defendida por IVO CARVALHO SILVA JR.
Juizadora em 28 12 93
Orientador

PROJETO DE UM TRANSMISSOR DE RÁDIO PARA OPERAR
EM 72MHz, MODO ASK-BINÁRIO

Autor: Ivo Carvalho Silva Júnior
Orientador: Carlos Alberto dos Reis Filho

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

Dezembro/1993
UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

A minha família, que foi a base disto tudo que acabo de fazer, e a todos os amigos e amigas que direta ou indiretamente contribuíram para o sucesso do meu trabalho.

Obrigado...

Agradecimentos

Ao Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho, pela orientação deste trabalho.

Aos colegas do DEMIC, pelo apoio e incentivo.

ÍNDICE

Resumo

Lista das Figuras

Lista das Tabelas

Capítulo I	- Transmissão de Dados, Modo Digital, Via Rádio	1
I.1	- Introdução	2
I.2	- Transmissor	2
Capítulo II	- Oscilador	4
II.1	- Introdução	5
II.2	- Definição do oscilador	5
II.3	- Características do projeto do oscilador a cristal para VHF	6
II.4	- Comparação dos circuitos osciladores para VHF usando transistor	8
II.5	- Procedimento do projeto do oscilador Butler	13
II.5.1	- Introdução	13
II.5.2	- Análise do circuito	14
II.5.2.1	- Introdução	14
II.5.2.2	- Aproximação do transistor	14
II.5.2.3	- Derivação das condições de oscilação	15
II.5.2.4	- Projeto do oscilador Butler base comum de 72,16 MHz	21
II.6	- Procedimento do projeto do oscilador Butler seguidor do emissor de 72,16 MHz	26
II.6.1	- Introdução	26
II.6.2	- Cálculo dos componentes físicos	27
II.6.3	- Funcionamento do oscilador Butler seguidor do emissor acima projetado	28
II.6.4	- Conclusões	29
Capítulo III	- Modulador	32
III.1	- Introdução	33
III.2	- Métodos de modulação	33
III.3	- Modulação ASK	34
III.3.1	- Características principais	34
III.3.2	- Modulador ASK	34
III.3.3	- Projeto do circuito modulador	40
III.3.3.1	- Projeto do novo circuito modulador	43
III.4	- RSR portadora senoidal/modulador digital ASK	44
III.4.1	- Introdução	44
III.4.2	- Sistema OOK	45
III.4.3	- Comparação entre sistemas com portadora senoidal e modulador digital	55

Capítulo IV	- Amplificadores de Potência	56
IV.1	- Introdução	57
IV.2	- Classes de operação	57
IV.3	- Amplificador de potência de RF classe C	59
IV.3.1	- Introdução	59
IV.3.2	- Características do amplificador classe C	60
IV.3.3	- Projeto do amplificador de RF classe C	62
IV.3.3.1	- Transistores de potência de RF	62
IV.3.3.2	- Procedimento do cálculo dos componentes físicos do projeto	66
IV.3.3.2-1	- Introdução	66
IV.3.3.2-2	- Projeto do pré-amplificador	67
IV.3.3.2-2.1	- Introdução	67
IV.3.3.2-2.2	- Cálculo dos componentes do pré-amplificador	67
IV.3.3.2-2.3	- Cálculo do ganho do circuito	69
IV.3.3.2-3	- Projeto do primeiro estágio do amplificador de potência de RF	73
IV.3.3.2-3.1	- Introdução	73
IV.3.3.2-3.2	- Cálculo dos componentes do circuito	74
IV.3.3.2-4	- Projeto do segundo estágio do amplificador de potência de RF	80
IV.3.3.2-4.1	- Introdução	80
IV.3.3.2-4.2	- Cálculo dos componentes do circuito	80
IV.3.4	- Projeto de dissipadores de calor dos transistores de potência de RF	85
IV.3.4-1	- Introdução	85
IV.3.4-2	- Procedimento do cálculo do dissipador	85
IV.3.4-2.1	- Cálculo do dissipador do transistor do primeiro estágio	88
IV.3.4-2.2	- Cálculo do dissipador do transistor do segundo estágio	90
IV.3.5	- Procedimento de montagem do transistor de potência de RF do amplificador classe C num dissipador térmico. Observações práticas sobre a montagem	92
Capítulo V	- Antena	95
V.1	- Introdução	96
V.2	- Características de antenas	96
V.3	- Tipos de antenas	99
V.4	- Procedimento de cálculo para a escolha da antena transmissora	102
Capítulo VI	- Conclusões	104
Apêndices	106
Referências Bibliográficas	109

LISTA DAS FIGURAS

Figura	Título	Pág.
1)	Fig. 1 - Diagrama simplificado de um rádio-transmissor.....	2
2)	Fig. 2a - Amplificador realimentado.....	5
3)	Fig. 2b - Oscilador	5
4)	Fig. 3a, 3b e 3c	10
5)	Fig. 3d, 3e e 3f	11
6)	Fig. 3g, 3h e 3i	12
7)	Fig. 3j	13
8)	Fig. 4 - Oscilador Butler	14
9)	Fig. 5 - Modelo π -híbrido aproximado do transistor em base-comum	14
10)	Fig. 6 - Diagrama esquemático do circuito AC do oscilador Butler	15
11)	Fig. 7 - Oscilador Butler base comum.....	21
12)	Fig. 8 - Butler seguidor do emissor de 72,16 MHz	27
13)	Fig. 9 - Sinal na saída do oscilador.....	30
14)	Fig. 10 - Espectro do sinal na saída do oscilador.....	31
15)	Fig. 11 - Modulação em amplitude por sinal digital (ASK)	34
16)	Fig. 12 - Esquemas possíveis de modulação por sinal digital ..	35
17)	Fig. 13 - Sinal BASK	36
18)	Fig. 14 - Análise do sinal BASK	38
19)	Fig. 15 - Sinal OOK	40
20)	Fig. 16 - Modulador OOK	41
21)	Fig. 17 - Formas de onda do circuito modulador.....	42
22)	Fig. 18 - Novo modulador OOK.....	43
23)	Fig. 19 - A - Sinal digital na entrada do modulador B - Sinal modulado	44
24)	Fig. 20 - Modelo para estudo dos sistemas de demodulação com portadora senoidal e moduladora digital	45
25)	Fig. 21 - Curva do desempenho do sistema ASK	48
26)	Fig. 22 - Análise do processo de decisão para o ASK	51
27)	Fig. 23 - Probabilidade de erro nos sistemas ASK	54
28)	Fig. 24 - Probabilidade de erros para sistemas de modulação digital-binária	55
29)	Fig. 25 - Localização dos pontos de operação estática de um dispositivo amplificador, para diversas classes de funcionamento	57
30)	Fig. 26 - Comparação de rendimento das diversas classes de operação	59

31) Fig. 27 - Resistência interna de espalhamento da base (A) do transistor e a paralização através do resistor colocado no emissor (B)	60
32) Fig. 28 - A base de um amplificador classe C é aterrada através de um choque de RF de baixo Q, com um mínimo de resistência DC.....	61
33) Fig. 29 - Três métodos de aterrar a base de um amplificador classe C	62
34) Fig. 30 - Circuito equivalente de um transistor de potência de RF	62
35) Fig. 31 - Circuito onde estão mostradas as impedâncias de determinação de um transistor amplificador de potência de RF	63
36) Fig. 32 - Variação da impedância de entrada em função de frequência, para o transistor BLX13	64
37) Fig. 33 - Variação de impedância de entrada em função da frequência, para o transistor 2N4427	64
38) Fig. 34 - Capacitância do coletor, C_c , em função da tensão entre coletor e base, V_{cb} , para o transistor BLX13	65
39) Fig. 35 - Ganho de potência em função da frequência para o transistor BLX13	65
40) Fig. 36 - Curva da potência de saída em função da frequência para o 2N4427	66
41) Fig. 37 - Circuito pré-amplificador.....	67
42) Fig. 38 - Primeiro estágio do amplificador de potência de RF ..	74
43) Fig. 39 - Circuito de casamento na entrada do amplificador ...	76
44) Fig. 40 - Sinal na saída do amplificador do primeiro estágio..	79
45) Fig. 41 - Espectro do sinal na saída do amplificador do primeiro estágio	79
46) Fig. 42 - Segundo estágio de amplificador de potência de RF ..	80
47) Fig. 43 - Resistência térmica de um transistor instalado no dissipador.....	86
48) Fig. 44 - Dissipadores térmicos.....	87
49) Fig. 45 - Método de montagem correto e incorreto do transistor tipo S.O.E. de parafuso e porca própria	93
50) Fig. 46 - Detalhes de fabricação de um dissipador de alta potência.....	94
51) Fig. 47 - Diagrama de irradiação de uma antena isotrópica.....	97
52) Fig. 48 - Diagrama de irradiação de um dipolo de meia-onda ...	97
53) Fig. 49 - Ângulo de abertura ou largura do feixe.....	97
54) Fig. 50 - Determinação da RFC.....	98
55) Fig. 51 - Yagi de 6 elementos	100
56) Fig. 52 - Diedro.....	101
57) Fig. 53 - Ganho e impedância do diedro.....	101

LISTA DAS TABELAS

Tabela	Título	Pág.
1)	Desempenho de circuitos osciladores harmônicos de VHF	8
2)	Cálculo dos componentes físicos do circuito	20
3)	Resumo das características de antenas Yagi	100

RESUMO

Neste trabalho são apresentados os resultados do desenvolvimento de um transmissor de sinais de rádio para operar em 72MHz, modo ASK-binário, tendo em vista aplicações em sensoriamento remoto.

As características do transmissor resultaram de um estudo preliminar onde foram avaliados fatores como:

a) Regulamento estabelecido por órgãos oficiais que controlam o sistema de Radiodifusão no Brasil.

b) Problemas de consumo de energia - baterias.

c) Confiabilidade do método de transmissão adotada.

Para descrever o projeto e funcionamento do transmissor, foram abordados, no texto, os estágios que o constituem. Inicialmente é focado o oscilador a cristal; a seguir, o circuito modulador que implementa o modo ASK-binário. O terceiro estágio descrito corresponde ao amplificador de potência e finalmente, o acoplamento deste com a antena.

Resultados experimentais, incluindo formas de ondas e medidas ilustram a conclusão do projeto.

CAPÍTULO I

TRANSMISSÃO DE DADOS, MODO DIGITAL, VIA RÁDIO

I.1 - INTRODUÇÃO

A primeira especificação do projeto do transmissor resultou da verificação da regulamentação estabelecida pelos órgãos oficiais brasileiros que controlam o sistema de Radiodifusão. Optamos pela faixa permitida de transmissão no intervalo de 72 a 73MHz. Nessa faixa de frequências a propagação é em visibilidade pois, as antenas utilizadas já permitem focalizar as ondas, de modo a minimizar a influência do terreno na energia propagada. Quando houver obstruções na linha de visada utiliza-se o fenômeno de difração, estabelecendo-se assim as ligações. Não é possível, normalmente, a transmissão via onda espacial pois não há reflexão desta onda pela ionosfera.

I.2 - TRANSMISSOR

Rádio transmissores são designados para gerar e radiar oscilações em alta-frequência. A mensagem a ser transmitida (dados, voz, música, etc.) é sobreposta redundante a estas oscilações.

O diagrama de blocos de um rádio transmissor inclui os seguintes elementos como mostra a figura abaixo.

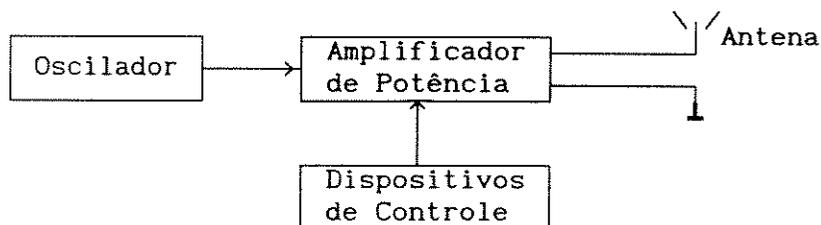


Figura 1. Diagrama simplificado de um rádio-transmissor

O oscilador tem como função originar um sinal de frequência bem definida que servirá como onda portadora.

O amplificador de potência é usado para produzir o nível de potência exigido na saída.

A antena, como sabemos, é o meio por onde são irradiadas as ondas que contêm informações.

O dispositivo de controle é o meio pelo qual o sinal a ser transmitido afeta as oscilações da onda portadora.

Um rádio transmissor eficiente deve ter as seguintes características:

a) A frequência de oscilação emitida pela antena deve ser constante dentro de certo limite especificado, isto é, o transmissor é feito para operar numa determinada faixa de frequência.

b) A potência de saída do transmissor deve estar em um certo nível. Este nível, neste caso, é determinado pelo transmissor e é função do ruído interno, da distância que se queira levar a informação entre outros.

c) O transmissor não deve originar a distorção do sinal que ultrapasse um certo valor pré-determinado sob pena de transmitir informações erradas.

d) A eficiência do transmissor deve ser tão alta quanto possível. Isto é altamente importante para equipamentos de alta potência e para transmissores onde as considerações de dimensões geométricas e peso são de uma primordial importância.

CAPÍTULO II

OSCILADOR

II.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo abordamos uma descrição dos diversos tipos de osciladores senoidais e os procedimentos de cálculo para o dimensionamento dos tipos escolhidos para o projeto do transmissor.

II.2 - DEFINIÇÃO DO OSCILADOR

Podemos definir um oscilador como um circuito eletrônico que, simplesmente, sendo alimentado por uma fonte de tensão DC, consegue manter em sua saída uma tensão alternada (pode ser quadrada, triangular, senoidal). Isso é normalmente feito por meio de um amplificador realimentado positivamente, conforme o diagrama de blocos da figura 2a abaixo, evoluindo para uma forma final do Oscilador na figura 2b.

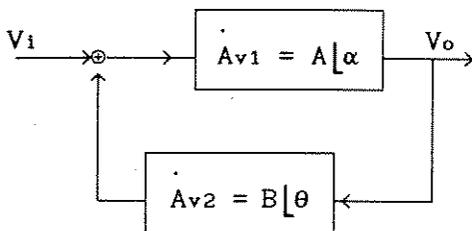


Fig.2a - Amplificador realimentado

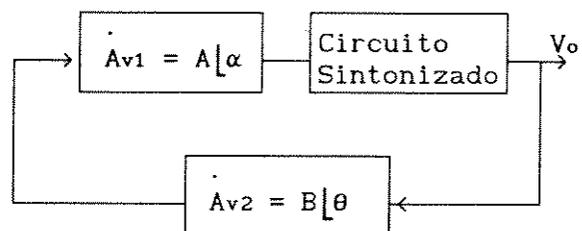


Fig.2b - Oscilador

Na figura 2a temos o seguinte ganho do sistema que é:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_{V1}}{1 - A_{V1} \cdot A_{V2}}$$

Para que esse circuito funcione como oscilador tem que cumprir as condições de Barkhausen que são:

$$A_{V1} \cdot A_{V2} = 1 \Rightarrow \begin{cases} A \cdot B = 1 \text{ (isto é, ganho } A_V \text{ infinito)} \\ \alpha + \theta = 0^\circ \end{cases}$$

e, nesta circunstância, o ganho do circuito tende a infinito fazendo com que ele fique instável, oscilando.

Essa é a condição necessária e suficiente para que o circuito comece a oscilar e, mesmo agora sem perturbações, portanto sem V_i , temos um oscilador como mostra a figura 2b.

Existem várias configurações de osciladores usadas na prática. Dependendo da finalidade, frequência, custo, etc, usa-se para cada aplicação um determinado tipo de oscilador. A estabilidade de frequência, quando é exigida, leva ao uso de osciladores controlados por um cristal.

O oscilador usado no transmissor em pauta é um oscilador a cristal. A escolha foi devida ao elevado fator de qualidade do cristal que é relativamente imune às variações de temperatura, e tem alta estabilidade de frequência, o que é exigido pelo transmissor. A configuração é do circuito em base-comum. Em alta frequência essa configuração é bastante usada. Os sinais do emissor, e coletor estão praticamente em fase, de modo que um pequeno capacitor entre o emissor e o coletor é suficiente para o percurso de realimentação.

Entre esses osciladores a cristal, onde o transistor opera em base comum, o chamado *Butler Seguidor do Emissor*, foi o escolhido. Este é simples, tem baixo custo, fácil sintonização do circuito e boa forma de onda. As capacitâncias parasitas são desprezíveis e a frequência é relativamente independente das variações da fonte.

II.3 - CARACTERÍSTICAS DO PROJETO DO OSCILADOR A CRISTAL PARA VHF

Os parâmetros mais importantes no projeto do circuito de um oscilador a cristal para VHF são:

- 1) Resistência série interna do cristal (R_s).
- 2) Impedância da carga vista pelos terminais do cristal.
- 3) Ganho de malha do oscilador.
- 4) Reduzido limite de tensão no cristal para frequência de VHF.
- 5) Polarização do transistor.
- 6) Limite do ganho do transistor em alta frequência, f_T .

Dos parâmetros do circuito acima citados, 3 deles são relativos ao cristal. A resistência série interna ao cristal, R_s , é o de maior importância no projeto do oscilador. Ele é muito mais importante que quaisquer outros parâmetros. R_s varia de valores menores que 10Ω para 20 MHz até 200Ω para 1 KHz. No caso específico do cristal usado neste projeto o R_s varia entre 40Ω e 50Ω podendo atingir, no máximo, 60Ω [1] [27]. A frequência fundamental é de 72,16 MHz. Os problemas acontecem desde que as grandes variações esperadas da resistência de carga seja igualada às grandes variações na resistência série do cristal, R_s . Na ressonância série, a resistência de carga do cristal usualmente é igual ou um pouco menor que R_s para que o Q do circuito seja bom. Na ressonância paralela, a resistência da carga do cristal deve ser bem maior para que o Q do circuito seja bom (da ordem de 10).

Às vezes, é preciso, uma grande variação no projeto do circuito oscilador são para prevenir outras grandes variações na resistência na carga vista pelo cristal. No caso do oscilador Butler Seguidor do Emissor, escolhido, temos baixa resistência de saída, tornando-o mais imune às variações de carga.

A impedância de carga vista pelo cristal é importante pois

tem um considerável efeito na frequência e estabilidade do oscilador. Se a impedância vista pelo cristal for baixa o oscilador entra em ressonância série, como é caso do circuito escolhido, e se for alta, entra em ressonância paralela. Na prática para que o desempenho do oscilador seja bom o R_L (resistência de carga) série equivalente deve ser igual ou um pouco menor que a resistência série interna do cristal, R_s . Na ressonância série, R_s atua como um divisor de tensão junto com o R_L . Se a resistência da carga R_L for muito pequena, para melhorar o Q do circuito, então uma grande perda de ganho é introduzida pelo divisor de tensão, mas é compensada por um alto ganho no circuito. Na prática isto funciona bem se R_L for igual à metade de R_s ($R_L = [1/2].R_s$) e a resistência da fonte igual ou um pouco menor que metade de R_s , $R_{\text{fonte}} \leq R_s/2$. [3]

A polarização do transistor é também um dos fatores importantes. A frequência do oscilador é função da tensão de alimentação. Como existe uma capacitância entre coletor e emissor. Esta capacitância varia quando a tensão DC varia. Por isso a tensão de alimentação deve ser altamente estável. Para uma boa estabilidade, então, deve-se regular esta tensão do coletor, V_{cc} , usando, por exemplo, um diodo zêner. No caso específico do circuito Butler Seguidor do Emissor a estabilização usada foi a da base. Usando 4 diodos de sinal conectados entre a base do transistor e o terra mantemos uma polarização estável da fonte de tensão para o transistor. O resistor de 5K entre coletor e a base permitiu também uma melhor polarização do transistor pois assim obtivemos na saída um ganho maior ($V_{\text{saída}} = 887,5mV_{pp}$). Portanto, a rede de polarização da corrente é projetada para fornecer o ponto de operação e a estabilidade necessária.

O ganho de malha no oscilador não é preciso ser grande. Ganhos entre 2 e 10 são suficientes e o ganho de 4 a 5 é ótimo. Devemos lembrar que a perda no cristal e no circuito onde estão inseridos têm uma perda de ganho 1,5 a 50 vezes. Então o amplificador usado tem que proporcionar um ganho de 3 a 200 vezes. Esse alto ganho do amplificador deve levar então a uma tensão teoricamente infinita na saída mas, isso não acontece. A ação limitadora desse ganho ocorre devido ao fato das oscilações levarem o ponto de operação a uma região não linear. Ali o ganho cai e, então a amplitude de oscilação é limitada ao valor de $A_v B_w$ que é igual a unidade, sendo A_v o ganho de malha aberta e B_w o ganho de realimentação.

Finalmente o limite do ganho do transistor de alta frequência, f_t . Na faixa de frequência de 1MHz até 100MHz o ganho de transistores bipolar cai aproximadamente de 6 dB/oitava com o aumento de frequência. Isso é devido ao *Roll-off* do circuito RC da resistência intrínseca do material da base do transistor e da capacitância da junção base-emissor. Essa especificação é mostrada no Manual do Fabricante do transistor para a frequência f_t , isto é, onde o ganho da corrente do transistor cai para 1 e não há amplificação. Para um transistor com um ganho de corrente contínua de 100 e f_t de 200MHz, 2 MHz seria a maior frequência para esse ganho de 100. A frequência f_t tem que ser maior que a frequência de operação. Um $f_t = 4f_{op}$ (frequência de operação) funciona muito bem na prática.

II.4 - COMPARAÇÃO DOS CIRCUITOS OSCILADORES PARA VHF, USANDO TRANSISTORES

Existem vários critérios para ver o desempenho dos circuitos osciladores. Um importante fator é como se comporta o cristal no circuito, como é indicado pela forma de onda de tensão dentro e fora do circuito. Outro fator importante é o Q de entrada do circuito que depende de razão da resistência externa vista pelos terminais do cristal e da resistência série do cristal, R_s . A frequência deve ser razoavelmente independente da variação da fonte de alimentação, da variação da temperatura e a potência de dissipação no cristal deve ser baixa. Devem ser evitadas oscilações espúrias quando tiramos o cristal do circuito assim como oscilações devido às capacitâncias parasitas.

A tabela abaixo é fruto de vários estudos na literatura sobre osciladores harmônicos de VHF. Ela lista o desempenho de cada tipo de oscilador, fazendo as medidas e vendo se está acima ou abaixo da média, isto é, dependendo da aplicação, qual é o melhor circuito.

Desempenho de Circuitos Osciladores Harmônicos de VHF [3]

CIRCUITO	TIPO	FREQUÊNCIAS DE OPERAÇÃO UTIL	HARMÔNICAS	O CIRCUITO OSCILA SEM CRISTAL?	FREQUÊNCIA DE OSCILAÇÕES MHz	FORMA DA ONDA DO CRISTAL.	P.S. SENSIBILIDADE $\Delta V_{cc} = 2$ Δf (ppm)	SENSITIVIDADE DO CIRCUITO COM TEMPERATURA		DESEMPENHO GLOBAL	OBSERVAÇÕES
								FRIO Δf (ppm)	CALOR Δf (ppm)		
COLPITTS	TRANSISTOR DISCRETO	200MHz a 100MHz	3 \pm	NÃO	20,0007	BOA	6	-4	REGULAR	-	
BUTLER BASE COMUM, C-tap	TRANSISTOR DISCRETO	15 a 100MHz	3 \pm	NÃO	20,00002	BOA	3	-0,1	POBRE A REGULAR	TEM PARASITAS	
BUTLER BASE COMUM, L-tap	TRANSISTOR DISCRETO	15 a 100MHz	3 \pm	NÃO	19,9999	REGULAR	0,3	+0,3	REGULAR	-	
BUTLER BASE COMUM	TRANSISTOR DISCRETO	15 a 100MHz	3 \pm	NÃO	50,0003	BOA	0,5	-	POBRE A REGULAR	TEM PARASITAS	
BUTLER BASE COMUM, C-tap	TRANSISTOR DISCRETO	15 a 100MHz	5 \pm	NÃO	100,0012	BOA	0,3	-	POBRE A REGULAR	TEM PARASITAS	
BUTLER BASE COMUM, L-tap	TRANSISTOR DISCRETO	70 a 100MHz	5 \pm	-	100,0009	BOA	0,5	-	POBRE	NÃO RECOMENDADA	
BUTLER SEQUENCIAL DE EMISSOR, C-tap	TRANSISTOR DISCRETO	15 a 200MHz	7 \pm	NÃO	20,00005	MUITO BOA	0,3	+0,6	MUITO BOA	RECOMENDADA	
BUTLER SEQUENCIAL DE EMISSOR, L-tap	TRANSISTOR DISCRETO	15 a 200MHz	3 \pm	NÃO	19,9999	MUITO BOA	0,4	+0,8	MUITO BOA	RECOMENDADA	
BUTLER SEQUENCIAL DE EMISSOR	TRANSISTOR DISCRETO	15 a 200MHz	3 \pm	NÃO	50,00004	BOA	2	-	MUITO BOA	RECOMENDADA	
BUTLER SEQUENCIAL DE EMISSOR, C-tap	TRANSISTOR DISCRETO	15 a 200MHz	5 \pm	NÃO	100,0015	BOA	2	-	MUITO BOA	RECOMENDADA	
BUTLER SEQUENCIAL DE EMISSOR, L-tap	TRANSISTOR DISCRETO	70 a 200MHz	5 \pm	-	99,996	BOA	5	-	POBRE	NÃO RECOMENDADA	
BUTLER SEQUENCIAL DE EMISSOR, CI	ECL (10216)	15 a 100MHz	5 \pm	NÃO	100,00084	BOA	2	-3	BOA	-	
PIERCE	TRANSISTOR DISCRETO	20 a 100MHz	5 \pm	NÃO	99,99917	BOA	2	-	BOA	-	

Como podemos ver na tabela acima o circuito **Butler Base Comum** tem um desempenho abaixo da média. A sua forma de onda é boa mas a sensibilidade da frequência com a fonte de alimentação e temperatura é somente regular. A oscilação só ocorre para um valor grande da corrente do coletor. Quando se usa um tap capacitivo no circuito tanque LC temos problemas de oscilação parasita que é desagradável e que deixa de existir se usarmos um tap indutivo.

Com o tap capacitivo o circuito opera acima ou na frequência de ressonância série. Com um tap indutivo o circuito opera um pouco abaixo da frequência ressonância série.

O Butler Seguidor do Emissor é um circuito oscilador de desempenho acima da média. As formas de onda são boas mas, a sensibilidade da frequência com relação à fonte de alimentação e a mudança de temperatura é somente regular. O circuito só oscila para um valor fixo e grande da corrente de coletor. Quando se usa o tap capacitivo no circuito tanque ocorrem oscilações parasitas que são evitadas se o tap for indutivo. Com o tap capacitivo o circuito opera na ressonância série ou um pouco acima. Com o tap indutivo opera um pouco abaixo da ressonância série. As capacitâncias e indutâncias parasitas deste circuito são desprezíveis. A frequência de oscilação é razoavelmente independente das mudanças na fonte de alimentação mas, varia um pouco com a mudança de temperatura. Este circuito é fácil de implementar e sintonizar. Não há nenhuma vantagem do tap indutivo sobre o capacitivo. Com o tap capacitivo o circuito opera na frequência de ressonância série ou um pouco acima e, com o tap indutivo o circuito opera um pouco abaixo da ressonância série. Podemos usar um CI-ECL (10216) como amplificador neste circuito Butler Seguidor do Emissor pois tem o mesmo desempenho que um transistor discreto. [1 e 3]

Quando a frequência de operação do oscilador for mais ou menos 70MHz devemos usar um indutor em paralelo com o cristal. Este tem como objetivo cancelar o efeito capacitivo do cristal C_0 , originado pelo encapsulamento e os seus terminais que envolvem o cristal. Projeto usando tap capacitivo é mais fácil que do tap indutivo. Isso é, porque quando usamos um tap indutivo, o indutor em paralelo com o cristal cria uma conexão DC indesejável. Para acabar com esta conexão usa-se um capacitor em série com este indutor mas, este por sua vez, devido aos seus terminais, aumenta a indutância do circuito pois estamos em alta frequência.

O circuito Pierce usa um circuito tanque no coletor em vez da base como é o caso anterior. O seu desempenho é acima da média até 100MHz. As formas de onda do cristal são muito boas e a frequência é relativamente insensível as variações da fonte de alimentação. O tempo de estabilização de frequência é curto, por isso, muito bom. O único inconveniente deste circuito é a grande quantidade de componentes.

O circuito do oscilador Colpitts usa indutor no emissor do transistor e tem um desempenho médio até 20MHz. Tem boa forma de onda do cristal mas a frequência é um pouco sensível às variações da fonte de alimentação. Tem a vantagem prática de ter poucos componentes.

Diagramas esquemáticos dos osciladores estudados

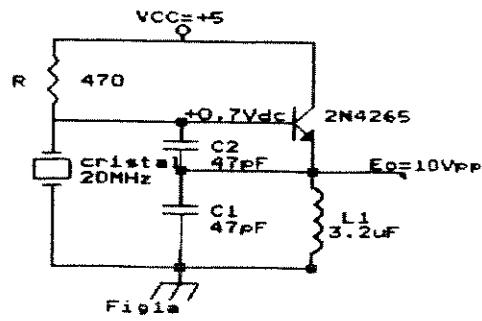


Fig.3 - a) Circuito Colpitts até 20MHz

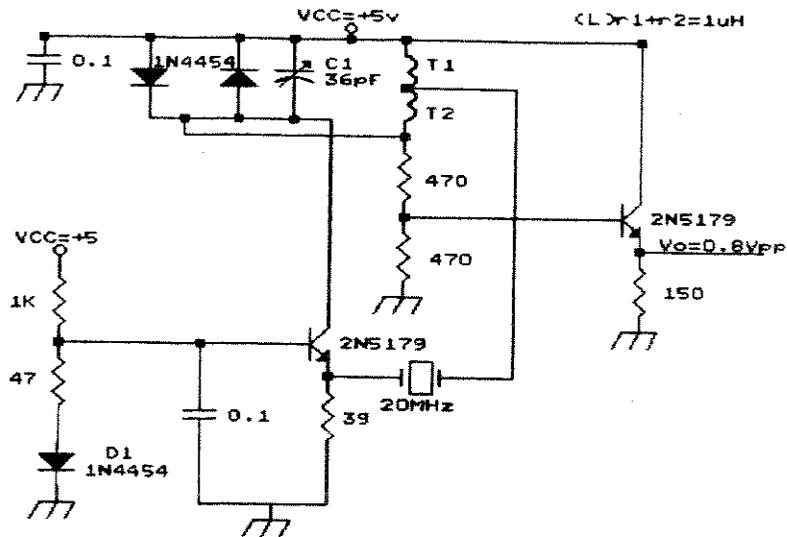


Fig.3 - b) Butler Base Comum até 20MHz

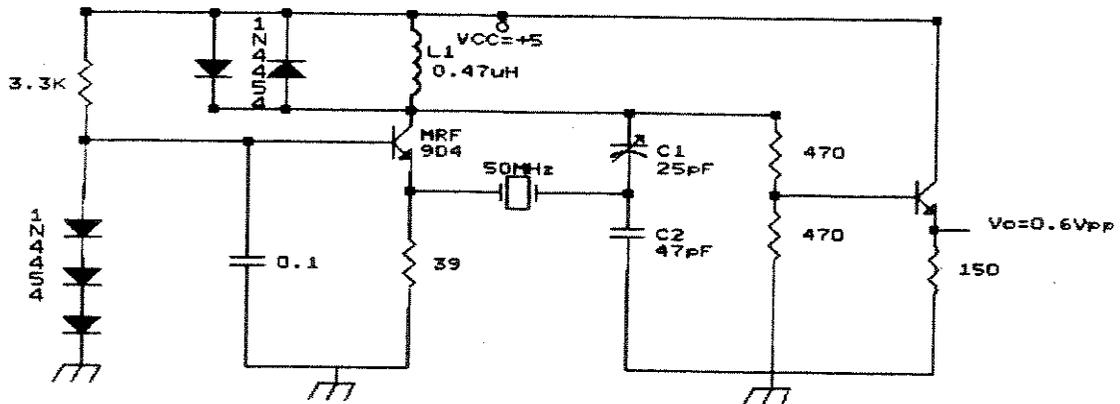


Fig.3 - c) Butler base comum até 50MHz

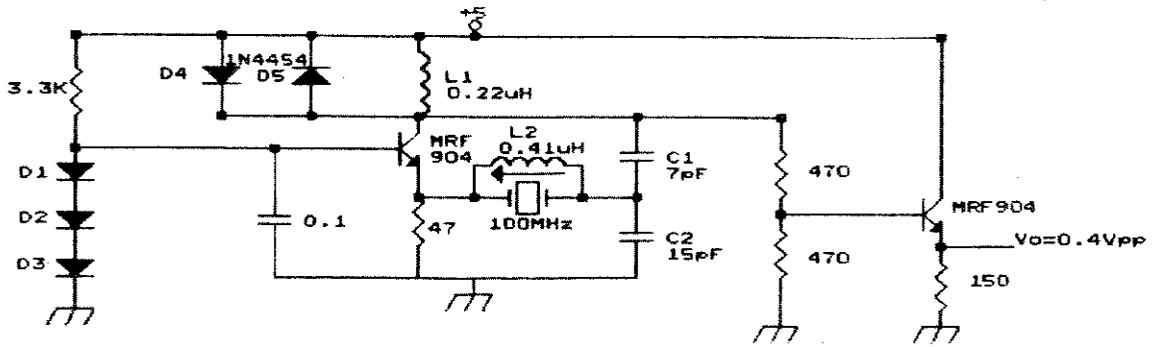


Fig.3 - d) Butler base comum até 100MHz, tap capacitivo

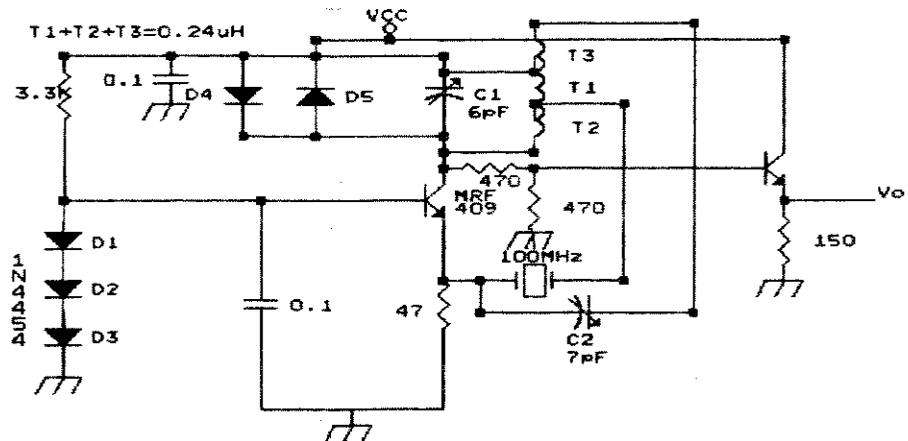


Fig.3 - e) Butler base comum até 100MHz, tap indutivo

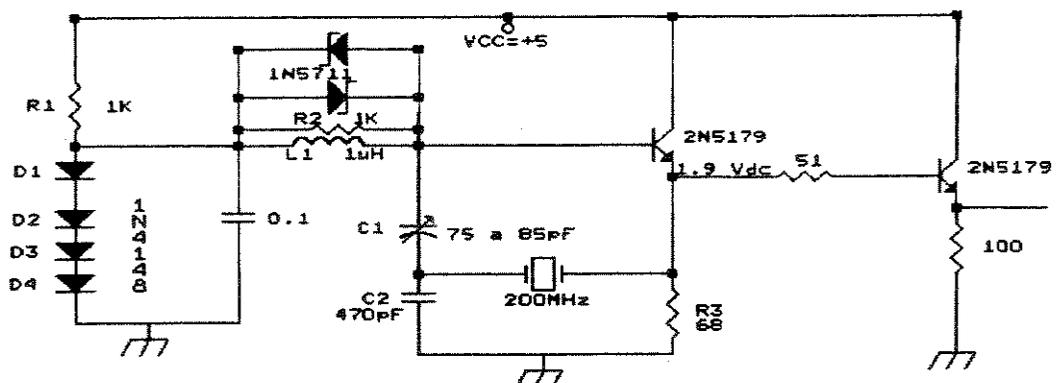


Fig.3 - f) Butler Seguidor do Emissor, tap capacitivo

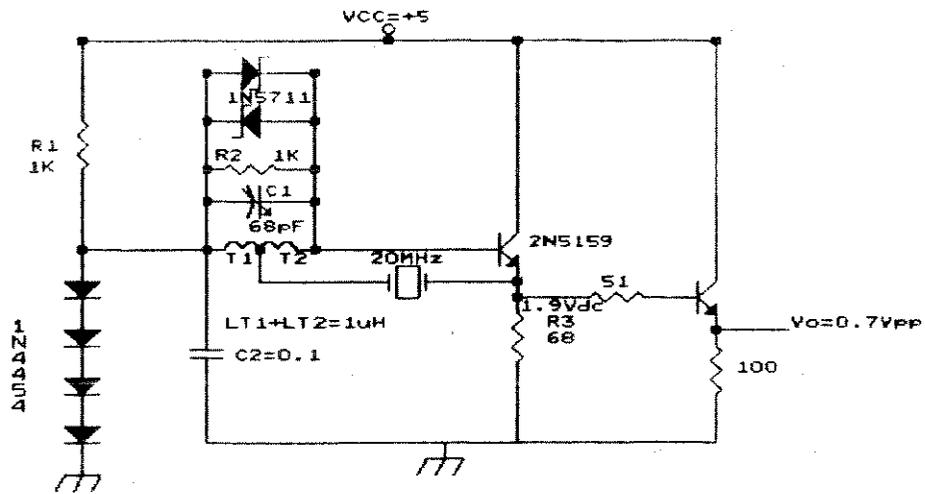


Fig.3 - g) Butler Seguidor do Emissor, tap indutivo

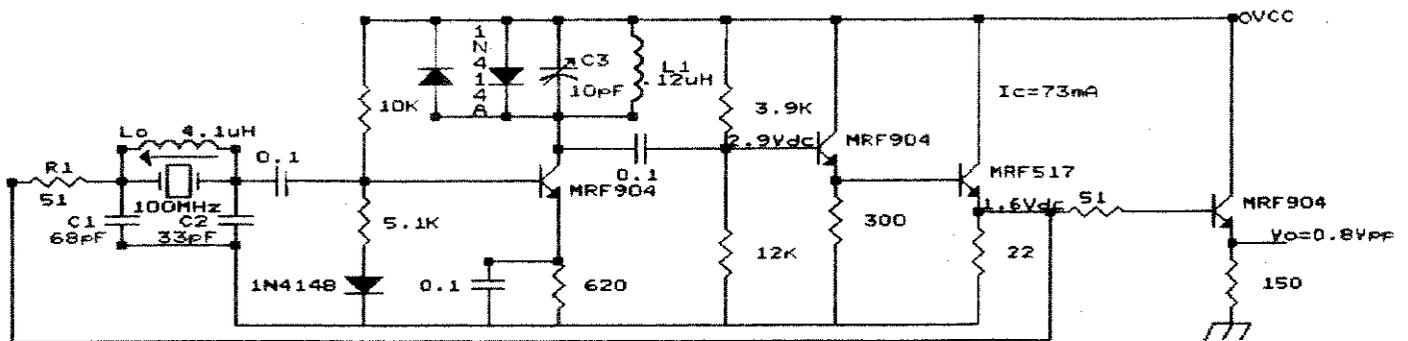


Fig.3 - h) Pierce para frequencias até 100MHz

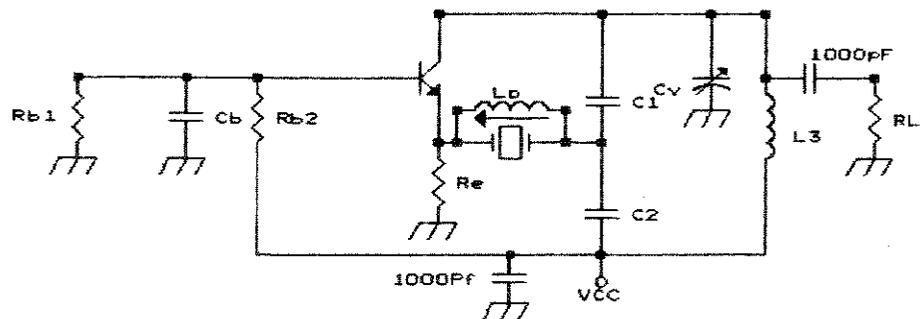


Fig.3 - i) Oscilador Butler Base Comum, tap capacitivo

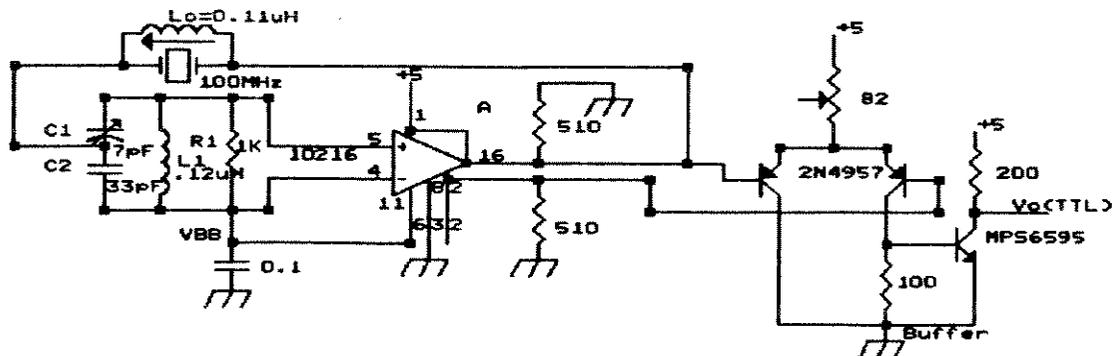


Fig.3 - j) Oscilador harmônico usando o CI ECL (10216) da Motorola.

Tomando como linha do projeto, primeiro uma análise de vários tipos de osciladores de alta frequência anteriormente citados chegamos à conclusão que os osciladores Butler são mais apropriados para o meu caso específico e, entre eles os das figura 3-i e figura 3-f, respectivamente. O Butler Base Comum com tap capacitivo e o Butler Seguidor do Emissor com tap capacitivo. O oscilador Pierce é bom até 20MHz. Acima de 20MHz, sem dúvida o Butler é melhor. É um circuito simples, tem baixo custo, fácil sintonização do circuito e boa forma de onda. As capacitâncias parasitas são desprezíveis e a frequência é relativamente independente das variações da fonte de alimentação. O circuito Pierce, figura 3-h, funciona bem mas tem muitos componentes.

II.5 - PROCEDIMENTO DO PROJETO DO OSCILADOR BUTLER

II.5.1 - Introdução

Para o projeto foi desenvolvido um algoritmo para o oscilador Butler de um único transistor. O oscilador Butler é conhecido também como oscilador em Ponte T e é o mais usado entre os osciladores onde a corrente do emissor é a corrente do cristal (ou outro ressonador). O Butler tem na saída uma corrente senoidal e é relativamente livre de componentes harmônicos pois, o cristal também funciona como filtro. Por atuar como um filtro, reduz o ruído fora da largura de banda, f/Q_{op} .

A razão da popularidade deste oscilador não é a característica do ruído mencionado acima, mas, o fato dele operar muito bem para frequências muito altas porque o transistor está na configuração Base Comum que é particularmente desejável para operação em alta frequência.

O oscilador Butler é mostrado abaixo na figura 2. Como se pode ver o cristal está em série com o emissor. O principal efeito do cristal é variar a magnitude e a fase do g_m do transistor, conforme a frequência varia, pela ação da degeneração do emissor local.

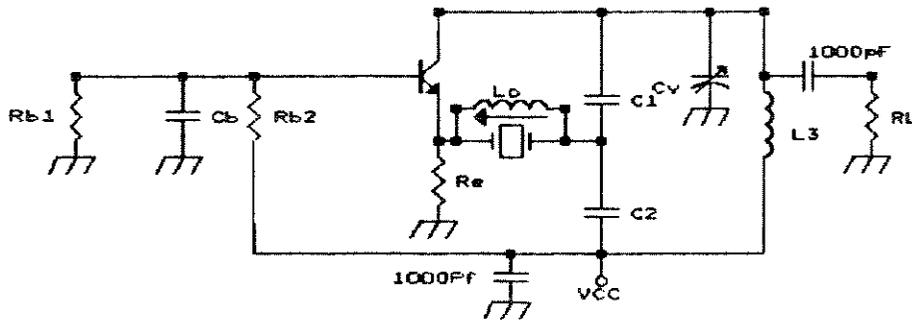


Fig.4 - Oscilador Butler

II.5.2 - ANÁLISE DO CIRCUITO

II.5.2.1 - Introdução

Na teoria sobre osciladores seria bom se usássemos só o modelo de pequenos sinais (rede de duas portas). Como o oscilador gera grandes sinais, este modelo, não é o mais adequado pois, o resultado não seria muito útil e o cálculo muito complicado. Por tudo isso, o jeito mais prático encontrado foi usar a realimentação e o modelo do oscilador da resistência negativa com o modelo do π -híbrido aproximado do transistor (modelo de pequenos sinais).

II.5.2.2 - Modelo de Transistor

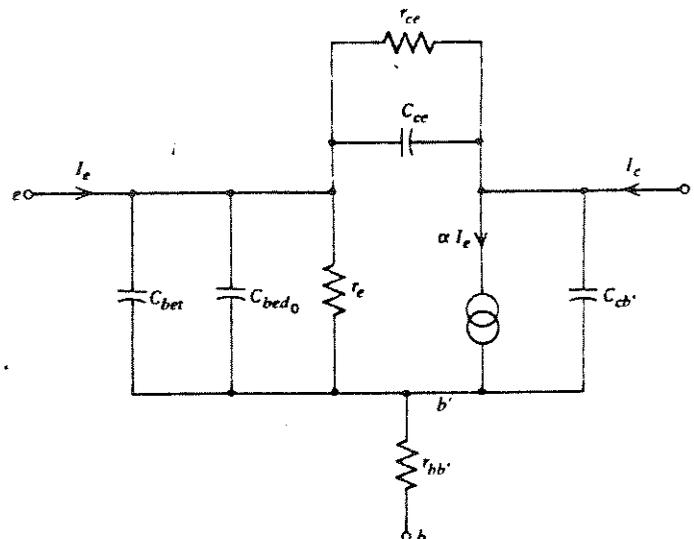


Fig.5 - Modelo π -híbrido do transistor em Base-Comum

Para fazer ou escolher um tratamento razoável de um oscilador é preciso fazer várias aproximações sobre o comportamento do transistor, começando pelo modelo da figura 5 e as características de grandes sinais. Estas aproximações devem ser feitas pois nos leva a um modelo analítico relativamente simples. O modelo resultante é somente, aproximado. Após a montagem do circuito, certamente, os

desvios do desempenho desejado são corrigidos durante o procedimento de ajustes (trimming).

Suposições e aproximações da figura 5.

$$1. \alpha = -1 \quad (1)$$

Esta suposição é válida desde que

$$f_T > 4 \cdot f \cdot I_E \quad (1a)$$

$$2. r_{bb'} \text{ é suposto zero} \quad (2)$$

$$3. r_{ce} \rightarrow \infty \quad (3)$$

4. $C_{b_{eT}}$ e $C_{b_{ed}}$ são desprezadas pois estão em paralelo com r_e que é muito pequeno.

5. $C_{cb'}$ é considerado incluso no Z_3 da figura 5.

II.5.2.3 - Derivações das Condições de Oscilação

A figura 6 é um circuito equivalente AC, da sua forma mais geral da figura 4. Neste circuito, além das restrições impostas a Z_1 , Z_2 , Z_3 no circuito da figura 4 elas serão aplicadas agora de acordo com as condições das equações de oscilações.

Na análise deste circuito r_2 é desprezível por ser bem maior que a impedância de entrada do emissor. Z_{in} é a impedância de entrada do emissor.

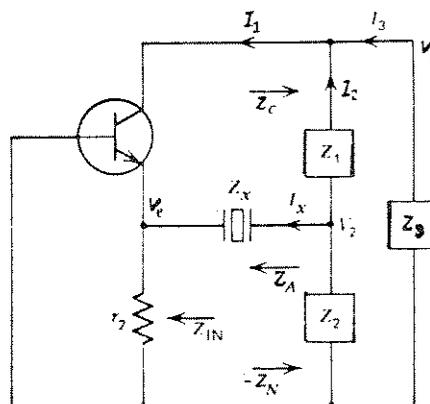


Fig. 6 - Diagrama esquemático do circuito AC do oscilador Butler

Fazendo:

$$Z_A = Z_{in} + Z_x = R_A + jX_A \quad (4)$$

onde

$$R_A = R_{in} + R_x, \quad X_A = X_{in} + X_x \quad (4a)$$

Por inspeção temos:

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{Z_3}{Z_3 + Z_1 + Z_2 \frac{Z_A}{(Z_2 + Z_A)}} \quad (5)$$

$$I_x = \frac{-I_2}{Z_2 + Z_A} \cdot Z_2 \quad (6)$$

Substituindo (5) em (6) temos:

$$I_x = \frac{-I_1 Z_3 Z_2}{(Z_3 + Z_1) (Z_2 + Z_1) + Z_2 Z_A} \quad (6a)$$

Mas em oscilação estável

$$\begin{aligned} I_1 &= \alpha \cdot I_x \\ &= -I_x \quad \text{por causa da equação (1)} \end{aligned}$$

Portanto, das equações (6a) e (1)

$$(Z_3 + Z_1) (Z_2 + Z_1) + Z_2 Z_A = Z_3 Z_2 \quad (7)$$

ou

$$Z_A (Z_1 + Z_2 + Z_3) = -Z_1 Z_2 \quad (8)$$

Fazendo

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = R_s + jX_s \quad (9)$$

então a equação (8) torna-se

$$Z_A \cdot Z_s = -Z_1 Z_2 \quad (10)$$

Determinando Z_A

$$Z_A = -\frac{Z_1 Z_2}{Z_s} = \frac{-Z_1 Z_2}{R_s + jX_s} \quad (11)$$

Para $Z_1 = -jX_1$ e $Z_2 = -jX_2$ temos:

$$Z_A = \frac{-(-X_1 \cdot X_2)}{R_s + jX_s} \quad (12)$$

A equação (12) permanece a mesma se Z_1 e Z_2 forem puramente indutivos. A condição necessária e suficiente é que X_1 e X_2 tenham o mesmo sinal. Se Z_1 e Z_2 tiverem perdas puramente indutivas, a equação permanece essencialmente a mesma mas será um pouco mais complicada.

Separando a equação (12) em partes Real e Imaginária temos:

$$R_A = \frac{-(X_1 \cdot X_2)}{R_s^2 + X_s^2} \cdot R_s \quad (13)$$

$$X_A = \frac{-X_1 \cdot X_2}{R_S^2 + X_S^2} X_S \quad (14)$$

A equação (13) contém a amplitude da informação estabelecida e a equação (14) a frequência.

Por conveniência chamamos o lado direito da equação (13) e equação (14) respectivamente de $-R_n$ e $-X_n$.

As equações (13) e (14) são chamadas de Equações Oscilatórias.

Também para os casos em que Z_1 e Z_2 são puramente capacitivos temos, das equações (9), (13) e (14) que:

$$R_S = R_3 \quad (15)$$

$$X_S = X_3 - (X_1 + X_2) \quad (16)$$

R_N é a resistência negativa no modelo de oscilador de resistência negativa. Então, como é de se esperar a oscilação existe enquanto $R_A > R_N$. A amplitude de oscilação aumenta enquanto $R_A < -R_N$. Para haver oscilação temos que ter um equilíbrio, isto é, $R_A = -R_N$.

Uma importante consequência disso é que X_S , R_S , X_1 e X_2 são independentes da amplitude e, R_A deve aumentar enquanto a amplitude aumenta afim de obter o equilíbrio da amplitude.

Cálculo de Z_c , V_L , V_e , V_2 , P_T , P_A e P_x

Da figura 6

$$Z_c = (Z_1 + Z_A // Z_2) // Z_3 = \frac{\left(Z_1 + Z_A \cdot Z_2 // (Z_A + Z_2) \right) \cdot Z_3}{Z_3 + Z_1 + Z_A Z_2 / (Z_A + Z_2)}$$

$$Z_c = \frac{Z_1 Z_2 + (Z_1 + Z_2) Z_A}{Z_2}$$

Da figura (4) temos:

L_3 e C_v juntos são equivalentes a um indutor variável de reatância

$$X_L = \frac{2\pi f L_3}{1 - (2\pi f)^2 \cdot 10^{-6} L_3 \cdot C_v} \quad (17)$$

Onde C_v é projetado para que

$$(2\pi f)^2 \cdot 10^{-6} L_3 C_v < 1 \quad (17.a)$$

Da equação (17) nota-se que X_L aumenta com o aumento de C_v . Da figura 4, vê-se que Z_3 consiste de X_L em paralelo com R_L ou:

$$Z_3 = \frac{R_L}{1 + (R_L/X_L)^2} + j \frac{X_L}{1 + (X_L/R_L)^2} \quad (18)$$

e da equação (9) $Z_s = Z_1 + Z_2 + Z_3 = R_s + jX_s$ temos

$$Z_s = \frac{R_L}{1 + (R_L/X_L)^2} + j \left[\frac{X_L}{1 + (X_L/R_L)^2} (X_1 + X_2) \right] \quad (19)$$

ou, simplificando a equação (19), temos:

$$Z_s \approx \frac{X_L^2}{R_L} + j [X_L - (X_1 + X_2)] \quad (19a)$$

Quando $R_L \geq 5 X_1$

Nota-se que a equação 19a introduz somente um pequeno erro em R_s , mas pode introduzir um considerável erro em X_s , desde que X_s , que é relativamente pequeno, seja a diferença de duas grandes quantidades.

Para um dado oscilador, X_1 , X_2 e R_L são constantes. X_L depende da sintonia de C_v . Portanto, R_s e X_s não são quantidades independentes e, para muito valor de X_s tem um correspondente valor de R_s como é determinado pela equação (19).

Voltando à equação de Z_c

$$Z_c = \frac{Z_1 Z_2 + (Z_1 + Z_2) Z_A}{Z_2}$$

Da equação (8), isto é, $Z_A (Z_1 + Z_2 + Z_3) = -Z_1 Z_2$, temos:

$$Z_c = \frac{Z_A}{Z_2} (Z_1 + Z_2 - Z_s)$$

Da equação (11), isto é, $Z_A = -\frac{Z_1 Z_2}{Z_s} = \frac{-Z_1 Z_2}{R_s + j X_s}$ temos

$$Z_c = -\frac{Z_A Z_3}{Z_2} \quad (20)$$

Da equação (9) e

$$V_L = -I_1 \cdot Z_c = -I_1 \cdot \left(\frac{-Z_A Z_3}{Z_2} \right)$$

temos:

$$V_L = - I_x \cdot \frac{Z_A \cdot Z_3}{Z_2} \quad (21)$$

Da referência [1] e equação (20), temos

$$V_e = I_x \cdot Z_{in} \quad (22)$$

$$V_2 = I_x \cdot Z_A = -V_L \cdot \frac{Z_2}{Z_3} \quad (23)$$

Pondo P_T como potência total dissipada

$$P_T = P_L + P_A \quad (24)$$

Então:

$$10^3 \cdot P_T = I_x^2 \cdot \operatorname{Re} Z_e = \operatorname{Re} \left[- \frac{Z_A Z_3}{Z_L} \right] \quad (25)$$

$$P_L = P_T - P_A$$

$$P_L = P_T - I_x^2 R_A \cdot 10^{-3} \quad (26)$$

Cálculo de C_b , L_o na figura 4.

C_b tem como função conectar o sinal AC da base com o terra. Ele é calculado fazendo a reatância do C_b muito menor que a reatância existente entre terminal e o terra, que é $R_A - R_{dr}$.

Então

$$C_b \gg \frac{1.59 \times 10^6}{(R_A - R_{dr})f} \quad [\text{pf}] \quad (27)$$

A função do L_o é neutralizar qualquer oscilação por causa de C_o que é a soma do C_o do cristal e a capacitância paralela devido à fiação ou trilhos. L_o é necessária para altas frequências, permitindo assim que a oscilação seja controlada pelo cristal. De modo geral usa-se L_o para $f \geq 50\text{MHz}$.

O valor de L_o é:

$$L_o = \frac{10^6}{C'_o (6,28 f)^2} \quad [\mu\text{H}] \quad (28)$$

sendo $C'_o = C_o + C_p$ $\left[\begin{array}{l} C_p = \text{Capacitância devido a} \\ \text{fios ou trilhos} \end{array} \right]$

**ALGORITMO USADO PARA O CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO
BUTLER BASE COMUM**

Tendo em conta os dados de transistores, os parâmetros do cristal e as especificações para o projeto, o algoritmo usado é baseado nos estudos feitos anteriormente onde selecionamos as fórmulas que nos permite achar os componentes físicos do oscilador que, obviamente, após a montagem será preciso alguns ajustes. Esses ajustes são necessários porque este algoritmo é aproximado à medida em que o circuito oscilador é um circuito não linear e por isso é difícil determinar os componentes de forma exata. As fórmulas que compõem esse algoritmo encontra-se nas referências indicadas.

Cálculo dos componentes físicos do circuito [1]

PARÂMETROS FÍSICOS	PASSOS DO PROJETO	ITEM DO PROJETO	FÓRMULAS OU QUANTIDADES	UNIDADES	COMENTÁRIOS
	01	I_x	$(1000 \cdot P_x / R_{df})^{1/2}$	mA	
	02	I_E	$\frac{1}{\sqrt{2}} I_x = 1,4 I_x$	mA	
	03	R_{Ino}	$26 / I_E$	Ω	
	04	R_{Ao}	$R_{Ino} \cdot R_{df}$	Ω	
	05	A_{Lo}	2		É UM VALOR RECOMENDADO (típico)
	06	R_A	$A_{Lo} \cdot R_{Ao}$	Ω	
	07	R_L	$2000 P_L / I_L^2$	Ω	DEVE SER MENOR QUE $10.000 / \sqrt{f}$
	08	n	$0,5 (R_L / R_A) - 1$		
	09	R_A / X_2	ESCOLHER UM VALOR		VALORES RECOMENDADO ENTRE 2,5 e 5
	10	X_{1+}	$R_L / (2R_A / X_2 + 1)$		
	11	X_2	$R_A / (R_A / X_2)$	Ω	
	12	X_1	$n X_2$	Ω	
	13	$X_1 + X_2$	$(n + 1) X_2$	Ω	
	14	$-R_N$	$\frac{X_1 X_2 \frac{R_L}{1 + (R_L / X_2)^2}}{\left[\frac{R_L}{1 + (R_L / X_1)^2} \right]^2 + \left[\frac{X_1}{1 + (X_1 / R_L)^2} - (X_1 + X_2) \right]^2}$	Ω	
	15	$-X_N$	$\frac{-X_1 X_2 \frac{X_1}{1 + (X_1 / R_L)^2} - (X_1 + X_2)}{\left[\frac{R_L}{1 + (R_L / X_1)^2} \right]^2 + \left[\frac{X_1}{1 + (X_1 / R_L)^2} - (X_1 + X_2) \right]^2}$	Ω	
	16	X_A		Ω	
	17		VERIFICAR SE $-R_N = R_A$		
⊕	18	C_2	$159.000 / X_2 f$	PF	
⊖	19	C_1	C_2 / n	PF	
⊕	20	C_v	$C_1 / 2$		
	21	X_{L3}	$1 / (1 / X_{L+} + f C_v \text{ médio} / 159.000)$	Ω	
⊖	22	L_3	$X_{L3} / (6,28f)$	μH	
⊖	23	C_b	$1,59 \times 10^6 / (f(R_A - R_{df}))$	PF	
⊕	24	L_A	$X_A / (6,28f)$	μH	L_A É UM CAPACITOR QUE TEM ESTA INDUTÂNCIA
	25	P'_L	$P_L (1 + R_L / (Q_{L3} X_{L3}))$	dB	PODEMOS SUBSTITUIR P_L POR P'_L NOS PASSOS 5 a 31 SE NECESSÁRIO.
	26		VERIFICAR QUE $P'_L < 1,1 P_L$		
	27	V_L	$\sqrt{1000 P_L R_L}$	mV	

	28	V_E	$V_{CC} - 1,7V_L - 1700$	mV	$V_E > 2000$
⊖	29	r_2	V_E / I_E		r_2 É MAIOR QUE $V_{CC}/2$ COM $V_E = V_{CC}/2$
	30	r_b	$\beta_0 r_2 / 5$	Ω	
⊕	31	r_{b2}	$0,83 r_b V_{CC} / (V_E + 700)$	Ω	
⊖	32	r_{b1}	$1 / (1/r_b - 1/r_{b2})$	Ω	
⊖	33	L_0	$\frac{10^6}{C_0^2 (6,28 f)^2}$	μH	L_0 NÃO É USADO PARA FREQUÊNCIA MENORES QUE 50MHz.
	34	Q_{op}	$< Q_x - Rdf / -R_N$		
	35	X_L	$R_L / (2 R_A / X_2 - 1)$	Ω	

II.5.2.4. - Projeto do Oscilador Butler Base Comum de 72,16MHz

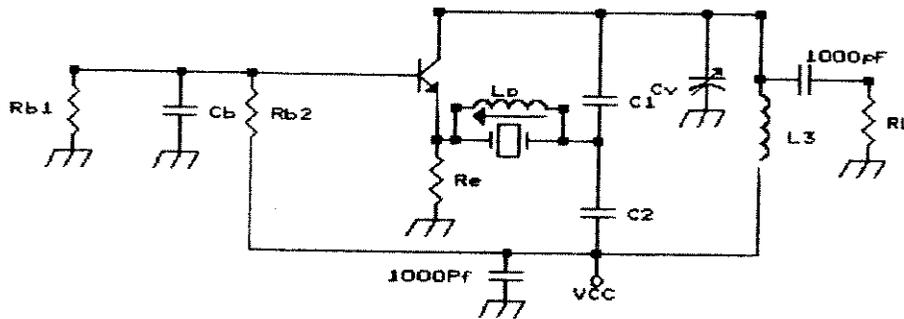


Fig. 7 - Oscilador Butler Base Comum

O Transistor T1 é o BF-183, cujas características:

$$\beta_0 > 10$$

$$f_T = 800\text{MHz}$$

$$I_{Cmax} = 15\text{mA}$$

$$P_{TOTmax} = 150\text{mW a } T_{ambiente} = 25^\circ\text{C}$$

DADOS DO CRISTAL:

$$f = 72,16\text{MHz}$$

$$R_{df} = R_{1max} = 50\Omega$$

$$C_0 = 5,6\text{PF}$$

$$P_{Xmax} = 2\text{mW}$$

QUEREMOS UM:

$$P_L = 10\text{mW}$$

$$f_0 = 72,16\text{MHz}$$

$$V_{CC} = 10\text{V}$$

De acordo com os procedimentos de cálculos, que se encontra na referência [1];

Cálculo de: r_{b_1} , C_b , r_{b_2} , r_2 , L_o , L_A , L_r , C_1 , C_2 , C_v , L_3 e R_L ?

$$I_x = \left(1000 \cdot \frac{P_x}{R_{df}} \right)^{1/2} \Rightarrow I_x = \sqrt{\frac{1000 \cdot 2}{50}} \Rightarrow I_x = 6,32\text{mA} \Rightarrow I_E = 1,4 I_x$$

$$I_E = 8,85\text{mA} \cdot R_{IN_o} = \frac{26}{I_E} \Rightarrow R_{IN_o} = \frac{26}{8,85} \Rightarrow R_{IN_o} = 2,93\Omega$$

$$R_{A_o} = R_{IN_o} + R_{df} = 50 + 2,93 \Rightarrow R_{A_o} = 52,93\Omega$$

$$\text{tomando } A_{L_o} = 2 \Rightarrow R_A = A_{L_o} \cdot R_{A_o} = 2 \times 52,93 \Rightarrow R_A = 105,87\Omega$$

$$R_L = \frac{2000 \cdot P_L}{I_x^2} \text{ e tomando } P_L = 10\text{mW} \Rightarrow R_L = \frac{2000 \times 10}{40} \Rightarrow R_L = 500\Omega$$

$$n = 0,5 \frac{R_L}{R_A} - 1 \Rightarrow n = 0,5 \times \frac{500}{105,87} - 1 \Rightarrow n = 1,361$$

$$\text{Escolhendo } \frac{R_A}{X_2} = 2,5 \text{ temos } X_{L+} = \frac{R_L}{2 \frac{R_A}{X_2} + 1} \Rightarrow X_{L+} = \frac{500}{2 \times 2,5 + 1} \Rightarrow X_{L+} = 83,33$$

$$X_2 = \frac{R_A}{R_A/X_2} \Rightarrow X_2 = \frac{105,87}{2,5} \Rightarrow X_2 = 42,348$$

$$X_1 = n X_2 \Rightarrow X_1 = 1,361 \times 42,348 \Rightarrow X_1 = 57,635\Omega$$

$$X_1 + X_2 = (n + 1) X_2 = 2,361 \times 42,348 \Rightarrow X_1 + X_2 = 99,983$$

$$-R_N = \frac{X_1 X_2 \frac{R_L}{1 + (R_L/X_{L+})^2}}{\left[\left(\frac{R_L}{1 + (R_L/X_{L+})^2} \right)^2 + \left(\frac{X_{L+}}{1 + (X_{L+}/R_L)^2} - (X_1 + X_2) \right)^2 \right]^{1/2}}$$

$$= \frac{57,635 \times 42,348 \times 500}{37,002} =$$

$$\frac{\left[\left(\frac{500}{37,002} \right)^2 + \left(\frac{83,33}{1,0277} - 99,983 \right)^2 \right]}{182,5953 + 357,17319} = 61,10 \Rightarrow -R_N = 61,1$$

Verifica-se que $-R_N \cong 1/2 R_A$ pois $R_A = 105,87$

$$X_N = \frac{-X_1 X_2 \left(\frac{X_{L+}}{1 + (X_{L+}/R_L)^2} - (X_1 + X_2) \right)}{\left[\left(\frac{R_L}{1 + (R_L/X_{L+})^2} \right)^2 + \left(\frac{X_{L+}}{1 + (X_{L+}/R_L)^2} - (X_1 + X_2) \right)^2 \right]}$$

$$= \frac{-57,635 \times 42,348 \left(\frac{83,33}{1,0277} - 99,983 \right)}{539,768} \therefore X_N = 85,457\Omega$$

$$C_2 = \frac{159000}{X_2 f} = \frac{159000}{42,348 \times 72,16} \Rightarrow C_2 = 52,03 \text{ PF}$$

$$C_1 = \frac{C_2}{n} = \frac{52,031}{1,361} \Rightarrow C_1 = 38,229 \text{ PF}$$

$$C_v = \frac{C_1}{2} \Rightarrow C_v = 19,114 \text{ PF}$$

$$X_{L3} = \frac{1}{-\frac{1}{X_{L+}} + \frac{1}{f C_v(\text{médio})}} = \frac{1}{\frac{1}{83,33} + \frac{1}{72,16 \times 9,56}} = \frac{1}{0,012 + 4,337 \times 10^{-3}}$$

$$C_v \text{ médio} = 9,56 \text{ PF}$$

$$X_{L3} = 61,20 \Omega$$

$$L3 = \frac{X_{L3}}{6,28 \times 72,16} = \frac{61,20}{453,1648} \Rightarrow L3 = 0,135 \mu\text{H}$$

$$C_b = \frac{1,59 \times 10^6}{f (R_A - R_{df})} = \frac{1,59 \times 10^6}{72,16 (105,87 - 50)} = \frac{1,59 \times 10^6}{4031,5792} = 394,38 \text{ PF}$$

$$C_b = 394,38 \text{ PF}$$

$$L_A = \frac{X_A}{6,28 f} \text{ mas } X_A = \frac{-X_1 X_2}{R_S^2 + X_S^2} \cdot X_S \text{ onde } R_S = \frac{R_L}{1 + (R_L/X_{L+})^2} \text{ e}$$

$$X_S = \frac{X_L}{1 + (X_L/R_L)^2} (X_1 + X_2)$$

$$R_S = \frac{500}{1 + \left(\frac{500}{83,33}\right)^2} \Rightarrow R_S = 13,5 \Omega$$

$$X_S = \frac{83,33}{1 + \left(\frac{83,33}{500}\right)^2} (57,635 + 42,348) \Rightarrow X_S = -18,9 \Omega$$

$$X_A = \frac{-X_1 \cdot X_2}{R_S^2 + X_S^2} X_S = \frac{-157,648 \times 42,348}{13,5^2 + (-18,9)^2} \times -18,9 \Rightarrow X_A = 233,89$$

Então:

$$L_A = \frac{233,89}{6,28 \times 72,16} \Rightarrow L_A = 0,5 \mu\text{H}$$

$$P'_L = P_L \left(1 + \frac{R_L}{Q_{L3} \times L3} \right) \text{ onde } Q_{L3} \text{ é dado pelo fabricante}$$

Depois do cálculo deve-se comparar $P'_L < 1,1 P_L$

$$V_L = \sqrt{1000 P_L R_L} = \sqrt{1000 \times 10 \times 1000} \Rightarrow V_L = 3162,27 \text{ mV}$$

$$V_{CC} = 10.000 \text{ mV}$$

$$V_E = V_{CC} - 1,7V_L - 1700 = 10^3 - 1,7 \times 3162,27 - 1700 \Rightarrow V_E = 2924,12 \text{ mV}$$

Portanto: $V_E > 2000$

$$r_2 = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{2924,12}{8,85} \Rightarrow r_2 = 330,4\Omega$$

$$\beta_o > 0 ; \quad r_b = \beta_o \frac{r_2}{5} \quad \text{e tomando } \beta_o = 20 \Rightarrow r_b = 1321,6$$

$$r_{b_2} = 0,83 r_b \frac{V_{CC}}{V_E + 1700} = 0,83 \times 1321,6 \times \frac{10.000}{2924,12 + 1700} \Rightarrow r_{b_2} = 2372,1\Omega$$

$$r_{b_1} = \frac{1}{1/r_b - 1/r_{b_2}} = \frac{1}{1/1321,6 - 1/2372,1} \Rightarrow r_{b_1} = 2984,26\Omega$$

$$L_o = \frac{10^6}{C'_o (6,28 \cdot f)^2} = \frac{10^6}{6 (6,28 \cdot 72,16)^2} \Rightarrow L_o = 0,81 \mu\text{H}$$

Onde $C'_o = C_o + C_{\text{fiação ou trilho}}$

Conclusão: Na tabela abaixo temos os valores dos componentes obtidos.

Valores Calculados	Valores Comerciais	Valores Calculados	Valores Comerciais
$R_L = 500 \Omega$	$R_L = 510 \Omega$	$\Gamma_b = 1321,6\Omega$	$\Gamma_b = 1,3 K$
$C_2 = 52,03 PF$	$C_2 = 51 PF$	$\Gamma_{b2} = 2372,2\Omega$	$\Gamma_{b2} = 2,4 K$
$C_1 = 38,229 PF$	$C_1 = 36 PF$	$\Gamma_{b1} = 2984,26\Omega$	$\Gamma_{b1} = 3 K$
$C_v = 19,114 PF$	$C_v = 3 \text{ a } 20 PF$	$L_o = 0,81 \mu H$	$L_o = 0,81 \mu H$
$L_3 = 0,135 \mu H$	$L_3 = 0,135 \mu H$		
$C_b = 394,38 PF$	$C_b = 390 PF$		
$L_A = 0,5 \mu H$	$L_A = 0,5 \mu H$		
$r_2 = 330,4 \Omega$	$r_2 = 330 \Omega$		

II.6 - PROCEDIMENTO DO PROJETO DO OSCILADOR BUTLER SEGUIDOR DO EMISOR DE 72,16MHz

II.6.1 - Introdução

O procedimento de projeto é semelhante a do oscilador Butler anterior. O algoritmo desenvolvido serve também para este caso.

Neste circuito o cristal opera em 5^a harmônica ligado no lado capacitivo de um circuito tanque, L C. É um circuito cujas parasitas são desprezíveis. Para polarizar a base foram usados quatro diodos em série. A impedância vista pelo cristal, na saída, é $Z_o = 27\Omega$. A carga vista pelo cristal é predominantemente capacitiva e, dependendo de C_1 é uma ou duas vezes a impedância de C_2 . [3]

Usa-se L_o para neutralizar C'_o . O circuito opera sem L_o mas, a frequência de operação se torna mais sensível as flutuações da fonte de alimentação [1]. Os diodos D5 e D6 limitam a amplitude na base do transistor.

II.6.2 - Cálculo dos Componentes Físicos

O circuito do oscilador é o seguinte:

D1...D6 são diodos de sinal
Cv é o C1
C3 foi escolhido na prática

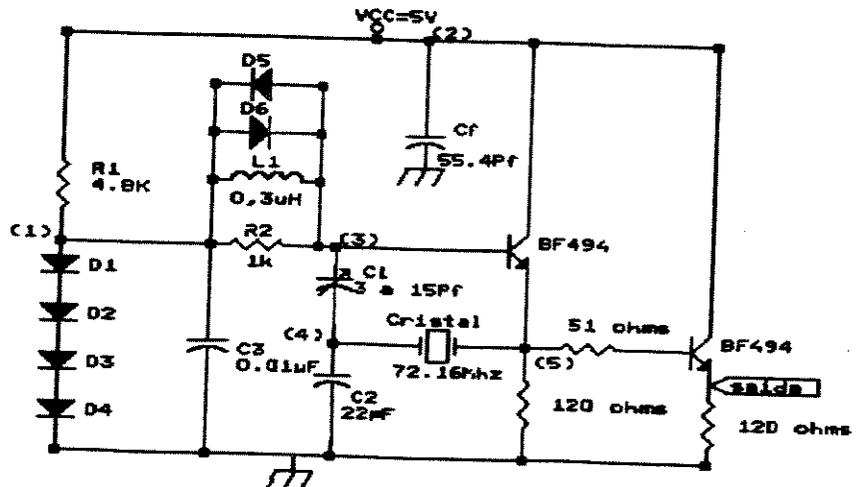


Fig. 8 - Butler Seguidor do Emissor de 72,16MHz

A polarização correta é fundamental para um bom desempenho deste oscilador. Por isso foram usados 04 (quatro) diodos mantendo fixa a tensão na Base em 2,6V. Para completar a polarização foi usado um resistor R1 = 5K limitando assim a corrente na base. Este valor de R1 proporcionou na saída uma onda senoidal sem distorção e um ganho maior. Valores de R1 cada vez maiores que 5K originam amplitude de saída cada vez menores até que a oscilação deixa de existir.

C3 tem a função de aterrar o sinal AC, na base. O valor típico usado em VHF é de 0,1 μ F. Foi usado, neste caso, um valor de 0,01 μ F.

$C_1 = 1/3 C_2$ a $1/4 C_2$. C1 deve também estar em ressonância série com o L1. Então temos:

$$X_{C_1} = X_{L_1} \Rightarrow \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_1 \Rightarrow L_1 = \frac{1}{(6,28 f)^2 C_1}$$

O $X_{C_2} = 0,5 R_{df}$ a $1R_{df}$. Para $R_{df} = 50\Omega$ ($R_{df} = R_s =$ Resistência série do cristal), temos:

$$X_{C_2} = 50 = \frac{1}{\omega C_2} = \frac{1}{2\pi 72,16 \times 10^6 C_2} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{2\pi 72,16 \times 10^6 \times 50}$$

$$C_2 = 44pF \Rightarrow \text{para } C_1 = 1/3 C_2 \Rightarrow C_1 \cong 15pF$$

$$\text{então de } L_1 = \frac{1}{(6,28 f)^2 C_1} \Rightarrow L_1 = \frac{1}{(6,28 \times 72,16 \times 10^6)^2 15 \times 10^{-12}}$$

$$L_1 = 0,324 \mu\text{H}$$

C_1 na realidade é um capacitor variável. Foi usado em trimmer de 3pF a 20pF.

R_2 usado, foi de 1K e isso é suficiente para proteger a base do transistor caso haja algum pico de corrente.

R_3 usado, é:

$$\text{como } V_E = 1,9\text{V}$$

$$I_E = 1,4 \quad I_x = 1,4 \times 6,32\text{mA} = 8,848\text{mA} \quad \Rightarrow$$

$$R_3 = \frac{V_E}{I_E} \Rightarrow R_3 = 214,7\Omega$$

Foi usado um resistor de 120Ω.

C_F é um capacitor que funciona com F.P.B.. Ele é um desacoplador da fonte de alimentação. Sem C_F , nesse caso, o oscilador oscila em 14MHz.

O C_F é dado pela seguinte equação:

$$C_F = \frac{20 I_{cc}}{f \times V_{cc}} = \frac{20 \times 1 \times 10^{-3}}{72,16 \times 10^6 \times 5} \Rightarrow \begin{array}{l} C_F = 55,4 \text{ pF} \\ \text{ou} \\ C_F = 0,055 \text{ nF} \end{array}$$

Foi utilizado $C_F = 0,01 \text{ nF}$

O Buffer formado pelo outro BF494 e os resistores $R_4 = 51\Omega$ e $R_5 = 120\Omega$ foram experimentalmente escolhidos, e na prática mostraram um bom desempenho.

II.6.3 - Funcionamento do Oscilador Butler Seguidor do Emissor acima Projetado

O circuito acima opera perto da ressonância série cujo circuito ressonante é formado por L_1 e C_1 . Neste caso a impedância de entrada vista pelo cristal é baixa e a impedância vista na base do transistor é alta. L_1 e C_1 fazem parte do ganho de malha do oscilador também neste caso. O capacitor C_2 não tem nenhum efeito na sintonia do circuito tanque. Isso é devido ao efeito do desvio da baixa impedância do cristal sobre o C_2 . Do ponto de vista do emissor na figura anterior, C_2 está em série com o cristal o que origina numa frequência de oscilações um pouco acima da ressonância série. Por causa disso podia-se usar um C_2 muito grande mas isso não é bom, pois

curto-circuita a malha, de realimentação, cancelando a oscilação. Também não pode ser muito pequeno porque começa a interagir com a impedância indutiva de entrada de L_1 C_1 originando uma alta impedância de carga do cristal. Um valor ótimo da impedância de C_2 (X_{C2}) é de 0,5 a 1 vezes a resistência série do cristal, R_s .

O R_2 proporciona ao circuito uma baixa resistência de saída, que é a carga vista pelo cristal. Os dois diodos D_5 e D_6 limitam a amplitude da oscilação, fazendo com que a potência de dissipação no cristal fique dentro do seu limite, que o transistor ao conduzir tenha a forma de onda de oscilação completa e mantém durante todo o ciclo uma baixa resistência do cristal vista pelo emissor.

Para um melhor desempenho do circuito C_2 é aterrado juntamente com R_3 ao invés do que C_3 e D_4 são usados pois estabilizam a tensão na base do transistor e com isso reduz a variação da frequência devido as flutuações da fonte de alimentação. Essa estabilização de polarização reduz a sensibilidade do circuito em relação a fonte de alimentação em uma ordem de grandeza.

Como foi usado no cálculo dos componentes físicos, C_2 é selecionado para que X_{C2} esteja em torno de 0,5 a 1 vezes a resistência interna do cristal, R_s . C_1 deve ser da ordem de $1/3$ a $1/4$ de C_2 . C_1 não pode ser metade de C_2 porque a impedância da carga vista pelo cristal seria muito alta. C_1 também não pode ser uma oitava de C_2 porque o ganho da malha seria muito baixa. Na prática, se a tensão no ponto "4" estiver entre 30 a 70% da tensão no ponto "5" os valores de C_1 e C_2 estão corretos e, a impedância da carga vista pelo cristal é então aproximadamente igual a impedância interna do cristal.

II.6.4 - Conclusões

Foram montados os dois tipos de circuito Butler projetados. O Butler Seguidor do Emissor mostrou-se mais prático e mais eficiente. A forma de onda do circuito Butler Seguidor do Emissor praticamente não tem distorção e como já foi dito é fácil a sintonização desse circuito. A montagem foi feita numa placa de circuito impresso de fibra de vidro, dupla face, sendo uma delas totalmente com cobre que é usado como terra. A outra face, em vez de trilhos, foram feitas ilhas evitando assim ao máximo a indutância no circuito que em VHF é crítico. Foi obtida na saída uma potência de 13,3mW que será posteriormente amplificada. As variações do C_v (figura 8) provocam uma maior ou menor amplitude assim como sintonização de outras frequências que são múltiplas de 72,16MHz. A amplitude do sinal senoidal da saída está em torno de 887,5mVolts. Isso é possível para o valor de $R_1 = 4,8K\Omega$. Foram tomados cuidados tais como, manter curtos os terminais dos capacitores, transistores e resistores, usar capacitores de Styroflex, mica prateada ou cerâmica de baixa permissividade. O uso do capacitor de mica prateada é devido ao fato de que as placas de prata são aplicadas sobre a mica, por processos de evaporação no vácuo, o capacitor de mica prateada é muito mais estável que os capacitores comuns de mica, cujo as placas são prensadas contra uma isolação de mica. A mica possui alta estabilidade, baixo coeficiente de temperatura, e baixo fator de potência. Seus valores típicos são: +20ppm/°C para o coeficiente de temperatura e 0,015% para o fator de potência na frequência de 1MHz, dentro de uma faixa de -60°C a +80°C. Constantes dielétricas iguais a 6 são valores típicos para este material. Para

os capacitores de mica prateada a indutância parasita e a fuga de corrente contínua são muito pequenas (a fuga de corrente contínua se deve principalmente ao envoltório de plástico do capacitor). Quanto aos capacitores de cerâmica temos duas vantagens em usá-los. Quando misturada com titânio, a cerâmica possui um coeficiente negativo de temperatura da onda de $750\text{ppn}/^{\circ}\text{C}$ e uma constante dielétrico aproximadamente 10 vezes maior que a mica. Estas vantagens permitem as seguintes possibilidades resultantes de sua utilização:

- Primeiro, devido ao coeficiente de temperatura, é possível fazer uma compensação do coeficiente positivo da maioria das indutâncias.

- Segundo, devido à alta constante dielétrica, é possível obter grandes capacidades em pequenas estruturas não indutivas. A estabilidade térmica da cerâmica é muito boa, e os fatores de potência variam 0,04 a 0,1% em VHF até 100MHz. O coeficiente de temperatura se mantém praticamente constante desde 1MHz até 100MHz. O uso de terminais curtos dos componentes tem como finalidade diminuir a indutância do circuito que, como é sabido, é uma função de frequência e da resistividade. Como a resistividade aumenta rapidamente com a temperatura, a indutância também aumenta.

A seguir temos a forma de onda na saída do oscilador da figura 8.

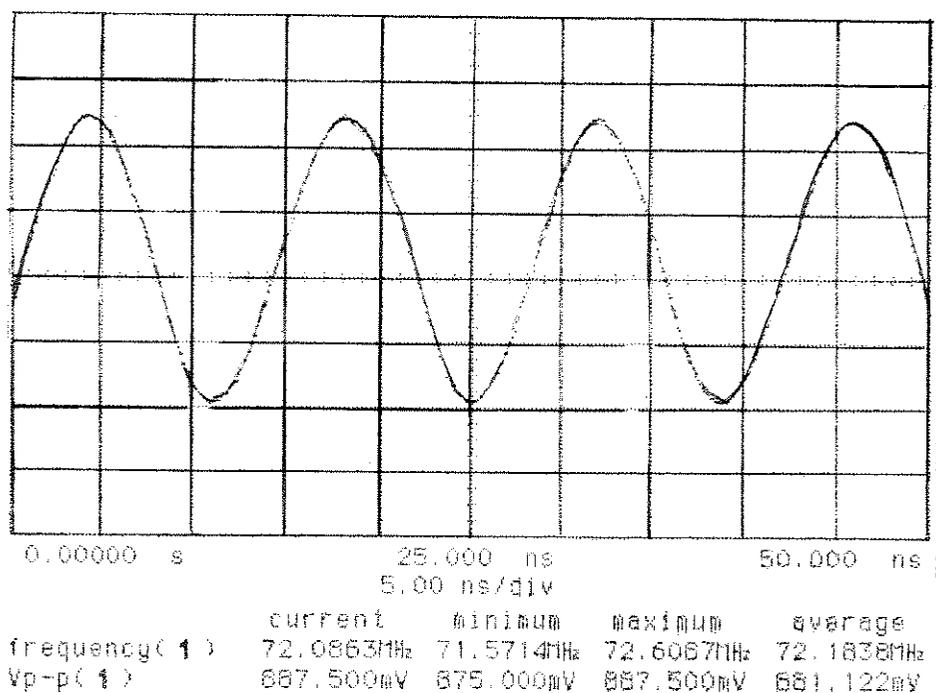


Fig. 9 - Sinal na saída do oscilador.

A análise espectral do oscilador, realizada com um Analizador de Espectro HP, tem o seguinte resultado:

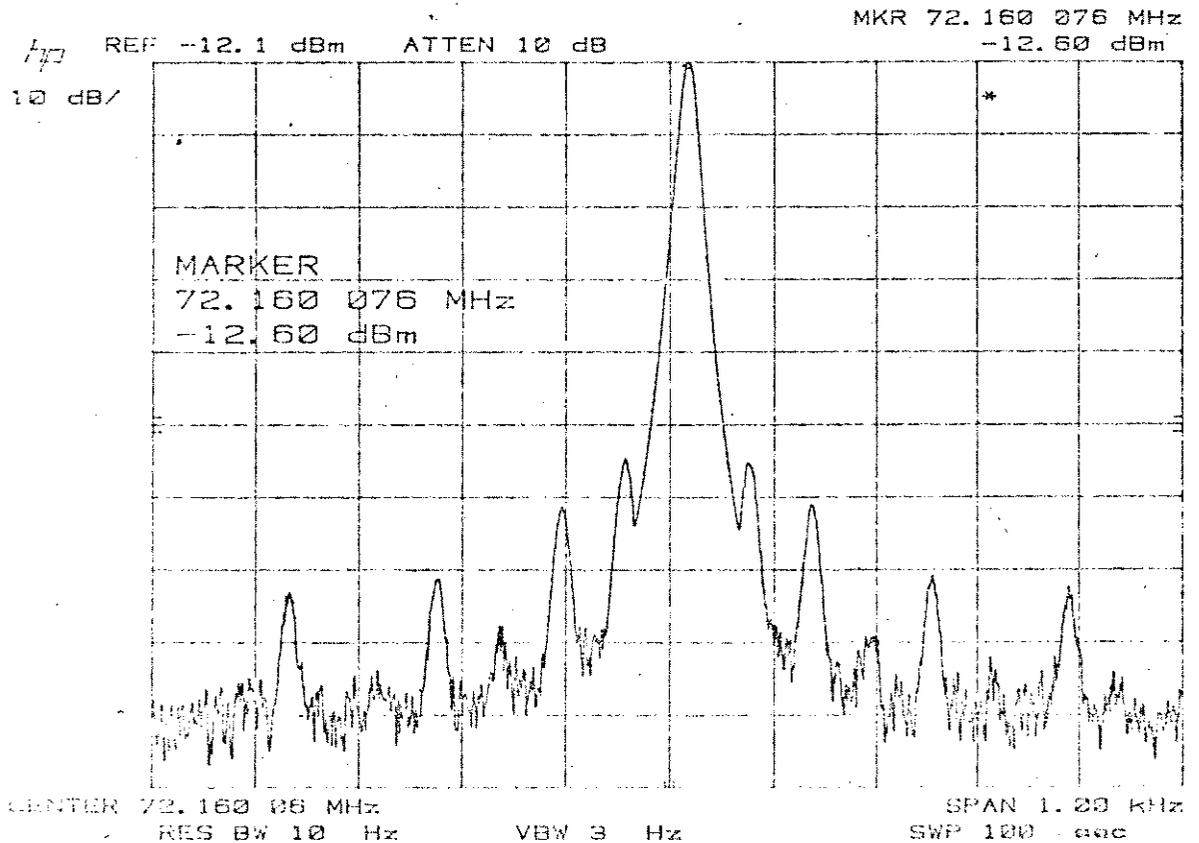


Fig. 10 - Espectro do sinal na saída do oscilador.

Quanto à estabilidade do oscilador devido à variação da fonte tivemos o seguinte resultado:

Variando a tensão da alimentação de 5V a 3V, manteve-se a oscilação sem variação de frequência. Para valores menores de 3V cessou-se a oscilação.

CAPÍTULO III

MODULADOR

III.1 - INTRODUÇÃO

Existem várias técnicas de modulação de sinais digitais. No nosso caso temos um sinal digital como o sinal modulante, e um sinal senoidal, gerado por um oscilador a cristal, como portadora de alta frequência. Esse sinal digital pode modular a portadora senoidal em amplitude, frequência ou fase, gerando as modulações do tipo ASK, FSK ou PSK, ou ainda num processo que combine a variação conjunta de dois parâmetros da portadora como, por exemplo, amplitude e fase, denominado de co-modulação. Neste capítulo serão discutidos, em aspectos gerais, esses diferentes métodos de modulação. Será dada maior ênfase ao método escolhido para modulação.

III.2 - MÉTODOS DE MODULAÇÃO

Em um equipamento de rádio digital há necessidade de se deslocar o espectro do sinal digital em banda básica para um canal de utilização em rádio-frequência (RF), usando um processo direto ou uma frequência intermediária (FI), antes da transmissão pela antena.

No Brasil, as faixas de RF para transmissão exclusiva para telemetria em VHF são de 72 MHz a 73 MHz e de 216 MHz a 220 MHz.

Para modular uma portadora senoidal por sinal digital três módulos básicos são usados: modulação em amplitude (ASK), modulação em frequência (FSK) e a modulação de fase (PSK). A modulação ASK foi a escolhida e será posteriormente analisada em detalhes. A modulação FSK ("Frequency Shift Keying") consiste na modulação em frequência da portadora de RF pelo trem de pulsos de banda básica. Suas características de taxa de erro versus relação S/N no receptor são boas (melhor que o método ASK), porém a faixa de transmissão necessária neste caso é, praticamente, o dobro da taxa de bits. [5]

A modulação PSK (*Phase Shift Keying*) é superior aos métodos ASK e FSK pois requer a mínima relação S/N para se obter uma determinada taxa de erros (BER) e, também, pela facilidade de se utilizar modulações de múltiplas fases, tornando o método bem eficiente em termos de utilização do espectro.

Os moduladores do tipo ASK, FSK, PSK podem ser implementados para realizar modulação com mais de dois níveis, sendo então denominados moduladores do tipo MASK, MFSK e MPSK, onde o número de níveis $N = 2^n$, com "n" sendo igual ao número de bits que representa cada nível do sinal. Para caso de modulação só com dois níveis temos moduladores do tipo BASK, BFSK e BPSK. No caso particular da modulação PSK, usando um sinal digital de 4 níveis a modulação é chamada de QPSK.

Existem, ainda, outros métodos chamados de métodos de modulação combinada ou co-modulação. Como exemplo, temos "multiple-amplitude-and-phase-shift-keying" (MAPSK). Este método consiste na combinação da modulação em amplitude e em fase da portadora de RF pelo sinal digital modulante.

III.3 - MODULAÇÃO ASK

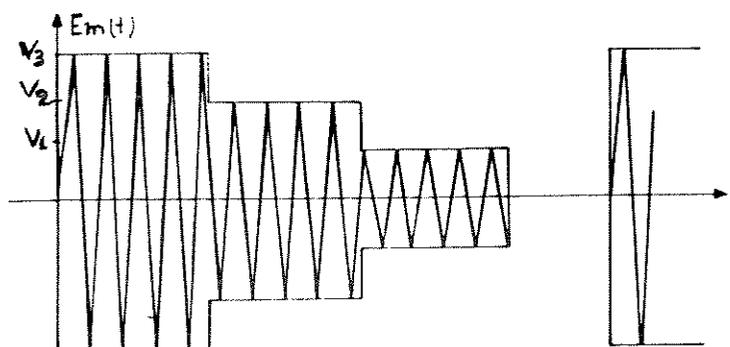
III.3.1 - Características Principais

A modulação ASK é uma das técnicas de modulação mais utilizadas para a transmissão de sinais digitais em equipamentos de rádio digital. Na prática o mais usado é a modulação OOK que é um caso particular do BASK. O motivo principal desta escolha é a fácil implementação do circuito modulador. O outro motivo é que a velocidade de transmissão de sinais é baixa e, portanto, a probabilidade de ocorrer o erro é baixa, o que justifica o uso da modulação ASK que, como já foi dito, também, é de fácil implementação.

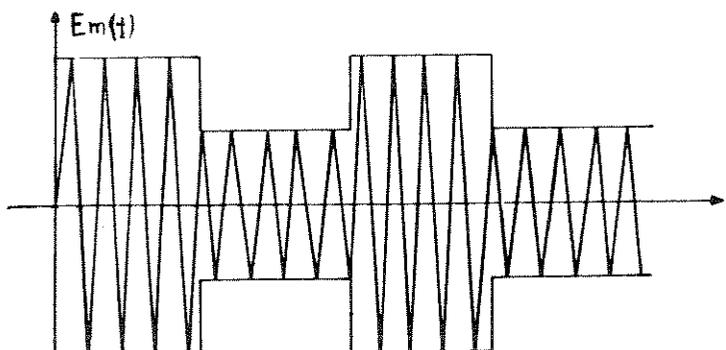
III.3.2 - Modulador ASK

Temos vários tipos do sinal ASK. Se o sinal for binário, teremos o ASK binário ou BASK, se o sinal tiver m níveis teremos o MASK. Existe um caso particular do BASK em que um dos níveis é zero, o que equivale, na prática, a uma senóide interrompida e por isso a designação de OOK (On Off Keying).

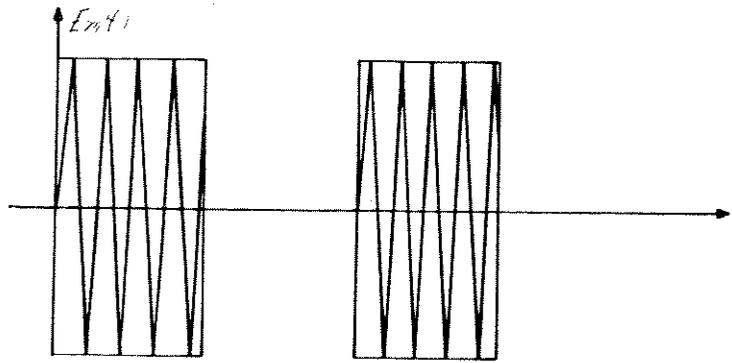
A figura 11 representa cada um dos tipos de modulação ASK acima citados.



a) Modulação com sinal multinível



b) Modulação com sinal binário e índice de modulação $m_a < 1$.

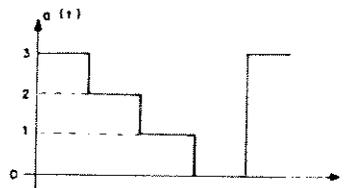


c) Modulação com sinal binário e índice de modulação $m_a = 1$.

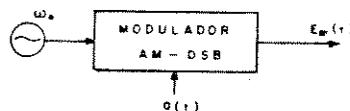
Fig. 11 - Modulação em Amplitude por sinal digital (ASK).

Na fig. 11a o sinal digital multinível modulador assume os estados 0, 1, 2 e 3, isto é, 4 estados. Neste caso, o sinal modulado pelo sinal multinível acompanha a envoltória do sinal modulador, de modo que apenas as 4 amplitudes V_0, V_1, V_2 e V_3 são possíveis.

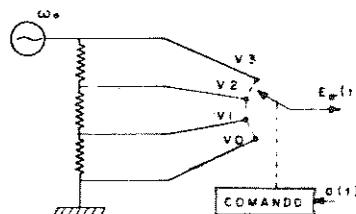
Para modular um sinal em ASK podemos usar moduladores AM-DSB, (fig. 12b), mas é mais prático usar um gerador de portadora ligado a um divisor de tensões, cuja saída comutada de acordo com um comando dependente do estado da moduladora, como mostra a fig. 12c. O circuito seletor de estados desempenha a função citada acima. Ele é composto de um dispositivo de comutação que, comandado logicamente pela moduladora, seleciona a saída correspondente ao estado desejado.



a) Sinal digital modulante



b) Modulação convencional.



c) Modulação por seleção de estados.

Fig. 12 - Esquemas possíveis de modulação por sinal digital.

Na prática, a maior parte das aplicações de sinais digitais emprega sinais binários, que é também o nosso caso e, por isso, segue um estudo mais detalhado desse método.

Como já foi dito anteriormente, um sinal digital de dois níveis é chamado de BASK e está ilustrado na figura 13a. Vamos admitir dois níveis de amplitude do sinal BASK de E_1 e E_2 , como mostra a figura 13b.

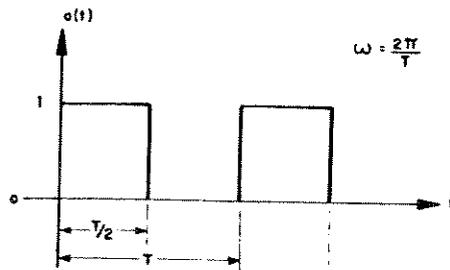
Podemos, portanto, escrever:

- estado 1: $E_m(t) = E_1 \cos \omega_0 t$ (1)

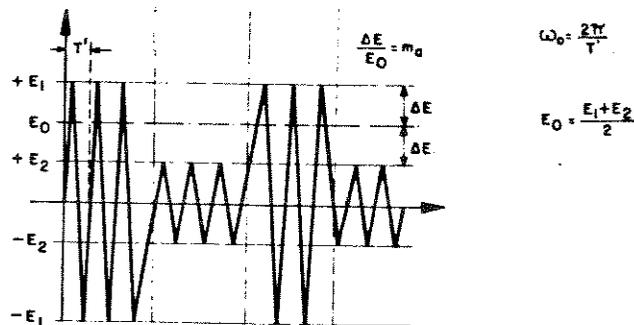
- estado 0: $E_m(t) = E_2 \cos \omega_0 t$ (2)

considerando, ainda $E_1 > E_2$.

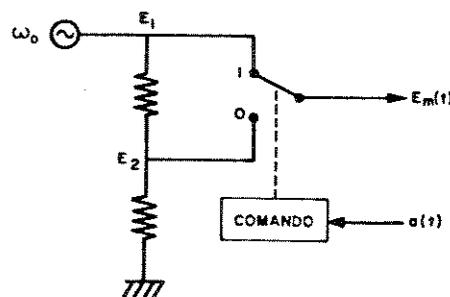
Estes dois níveis são produzidos, acompanhando o sinal digital de entrada, de acordo, por exemplo, com o esquema da figura 13c.



a) Sinal digital original



b) Sinal BASK



c) Esquema de produção possível do sinal BASK

Fig. 13 - Sinal BASK.

Como se pode ver na figura 13c, é mais prática a produção de um sinal ASK por um processo de seleção mostrado neste esquema, do que por um processo de modulação AM/DSB convencional. Entretanto, é conveniente nos referirmos sempre, no estudo, a uma modulação convencional equivalente.

Assim, por exemplo, é conveniente criar o conceito de portadora virtual, como aquela que seria empregada no processo convencional equivalente de modulação, que desse origem ao mesmo sinal modulado, obtido com o processo de seleção.

Sendo E_1 e E_2 as duas amplitudes presentes, a portadora virtual terá por expressão

$$E_v(t) = E_o \cdot \cos W_o t \quad (3)$$

onde

$$E_o = \frac{E_1 + E_2}{2} \quad (4)$$

sendo interpretada graficamente como mostra a figura 13b.

Assim como para um sinal modulador senoidal, o índice de modulação é definido também para um sinal digital. Assim, o índice de modulação neste caso é expresso por:

$$m_a = \frac{\Delta E}{E_o} = \frac{\frac{E_1 + E_2}{2} - E_2}{\frac{E_1 + E_2}{2}} = \frac{E_1 - E_2}{E_1 + E_2} \quad (5)$$

Deve-se notar que as expressões da equação (5) aplicam-se também ao sinal modulador senoidal, desde que se tomem E_{max} e E_{min} em lugar de E_1 e E_2 .

Para análise do espectro da onda modulada, tomamos como sinal modulante uma onda quadrada regular, com período T , cada estado de duração $T/2$. A este sinal corresponderá uma fundamental

$$W = \frac{2 \pi}{T} \quad (6)$$

e devemos ter W_o , freqüência angular da portadora, bem maior que W , isto é, $W_o \gg W$, para que a envoltória fique bem definida.

Tendo em conta as suposições feitas anteriormente, podemos exprimir o sinal BASK sob a forma:

$$E_m(t) = E_o \cdot [1 + m_a Q(t)] \cos \omega_o t \quad (7)$$

onde

E_o = amplitude da portadora virtual

m_a = índice da modulação

$Q(t)$ = onda quadrada modulante, no caso suposto, regular, e variando entre +1 e -1, com período T.

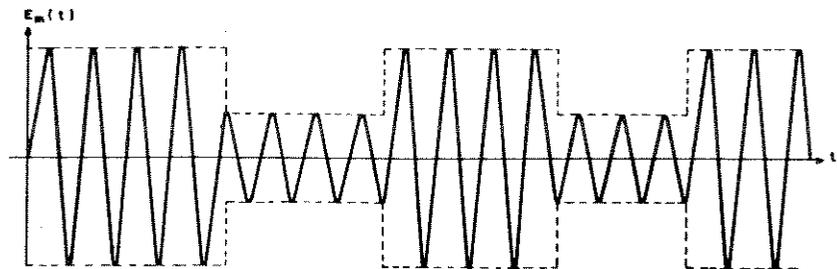
A análise de Fourier do sinal BASK pode ser feita de modo direto, pela simples observação da equação de definição do sinal. A equação (7) é tipicamente a expressão de uma onda modulada em amplitude.

Sabemos que uma onda modulada em amplitude gera faixas laterais superiores e inferiores. Desenvolvendo a equação (7), temos que:

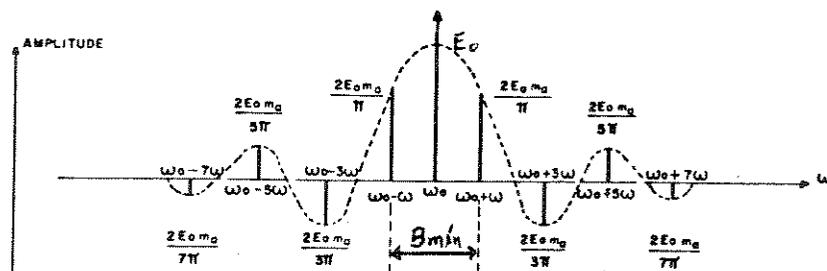
$$E_m(t) = E_o \cos \omega_o t + E_o \cos \omega_o t \cdot m_a Q(t) \quad (8)$$

onde vemos que é constituído pela portadora, $E_o \cos \omega_o t$, e um produto, $E_o \cos \omega_o t \cdot m_a Q(t)$, que nada mais é do que a expressão de um sinal DSB/SC. Como já sabemos, o sinal DSB/SC produz um espectro de duas faixas laterais, transladando o espectro do sinal para um lado e outro da portadora. Sabemos também que a onda quadrada simétrica tem como espectro um conjunto de raios com ordenadas a múltiplos ímpares da fundamental, seguindo a envoltória do tipo $(\text{sen } x)/x$.

Na figura 14, abaixo, temos um espectro onde se vê a portadora e mais duas faixas laterais, de um lado e outro da portadora, reproduzindo o espectro de $Q(t)$, multiplicadas as ordenadas por $(m_a \cdot E_o)$.



a) Sinal BASK



b) Espectro do sinal BASK

Fig. 14 - Análise do sinal BASK

No espectro só está apresentada a curva de amplitude. A curva da fase é linear e é dada pela fórmula [5].

$$\phi_n = \text{tg}^{-1} \left(- \frac{b_n}{a_n} \right)$$

onde $n = 1, 2, \dots, \infty$. C_n representa a amplitude nesta frequência e é dada por

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

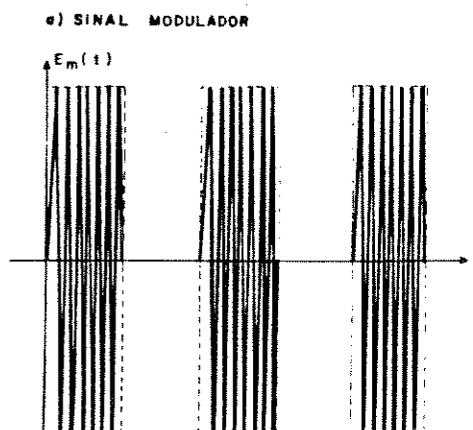
Para que possamos transmitir o sinal BASK nas condições em que possa ser detectado pelo receptor, temos uma largura de faixa mínima necessária. Neste caso, a faixa mínima é aquela que permite passar ao menos o primeiro par de raios. Assim, o receptor consegue detectar a presença das transições do sinal modulador, e a faixa mínima é dada por:

$$B_{\text{min}} = (W_0 + W) - (W_0 - W) = 2W \quad (9)$$

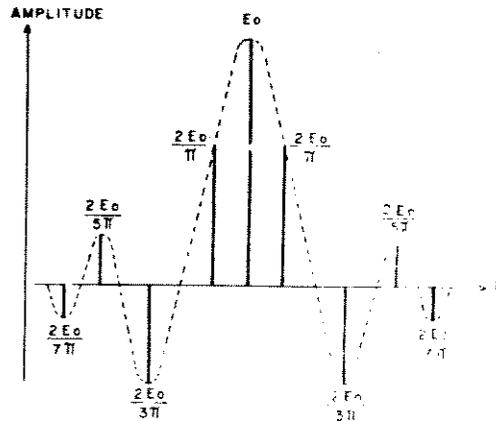
No nosso caso, o sinal BASK transmitido é um caso particular, onde $m_a = 1$. É chamado da OOK e, do ponto de vista prático, é simplesmente uma senóide chaveada que acompanha o sinal digital de informação, como mostra a figura 15.



a) Sinal digital modulador



b) Sinal modulado OOK



c) Espectro do sinal modulado

Fig. 15 - Sinal OOK.

Na análise anterior, se substituirmos $m_a = 1$ no sinal modulado $E_m(t)$, obtemos, para este caso, um novo $E_m(t)$, que é:

$$\begin{aligned}
 E_m(t)_{\text{OOK}} = & E_0 \cos \omega_0 t + \frac{2E_0}{\pi} \operatorname{sen}(\omega + \omega_0)t + \frac{2E_0}{\pi} \operatorname{sen}(\omega - \omega_0)t + \\
 & + \frac{2E_0}{3\pi} \operatorname{sen}(3\omega + \omega_0)t + \frac{2E_0}{3\pi} \operatorname{sen}(3\omega - \omega_0)t + \frac{2E_0}{5\pi} \operatorname{sen}(5\omega + \omega_0)t + \\
 & + \frac{2E_0}{5\pi} \operatorname{sen}(5\omega - \omega_0)t + \dots
 \end{aligned}$$

A largura de faixa necessária para transmissão é, evidentemente, a mesma, isto é: $B_{\text{min}} = 2W$.

III.3.3 - Projeto do Circuito Modulador

Como já foi dito, escolhemos a modulação BASK; mais precisamente o caso particular desta, a modulação OOK.

Na figura 16 é mostrado um circuito que realiza este tipo de modulação.

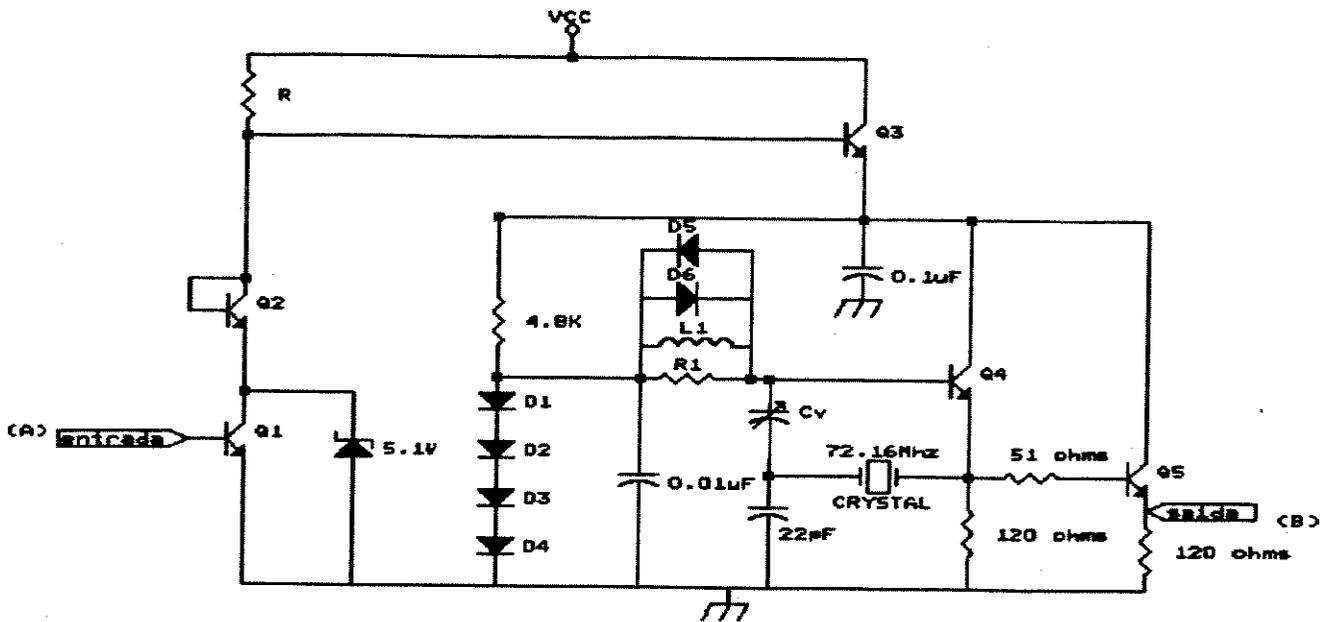


Fig. 16 - Modulador OOK.

No circuito acima, a modulação é feita pelo chaveamento de tensão de alimentação do circuito oscilador. O circuito que faz o chaveamento é formado pelos transistores Q1, Q2 e Q3, pelo resistor R e o diodo zênere. O circuito restante compõe o oscilador.

No projeto do circuito modulador foram utilizados transistores do tipo BC 109, um diodo zênere de 5,1V e um resistor de 130Ω. O zênere de 5,1V foi usado porque, como a alimentação do oscilador é de 5,2V, teríamos, para chavear este circuito, 5,2V, ora sim, ora não, no coletor de Q4. Com um zênere desse valor (5,1V), temos 5,2 volts naquele ponto, quando o transistor Q1 não estiver na saturação, o que quer dizer que temos oscilação na saída e, quando Q1 estiver conduzindo, ele entra na saturação, fazendo com que a alimentação do oscilador seja cortada. Com isso não temos oscilação. Foi por isso que o zênere escolhido foi de 5,1 volts.

O resistor R foi projetado da seguinte maneira:

$$R = \frac{V_{CC} - (V_Z + V_{BE_{Q2}})}{I_Z} \quad \text{onde} \quad I_Z = \frac{Pot}{2 V_Z}$$

Foi escolhido um zênere=1N4733 que tem Pot=1W e $I_{Zmax}=49mA$,

então:

$$R = \frac{12,0 - 6}{49 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R = 122,4 \, \Omega \quad \text{usou-se } R = 130 \, \Omega$$

Com o circuito modulador funcionando, tivemos as seguintes formas de onda:

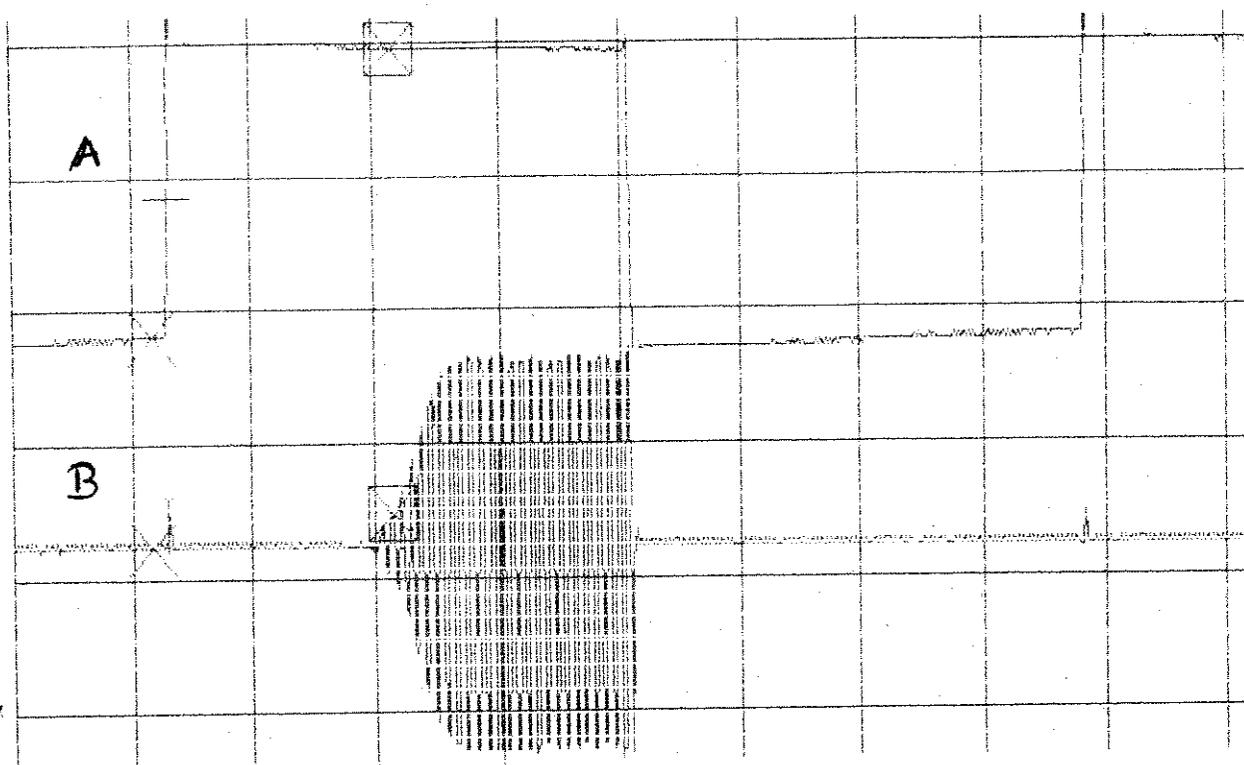


Fig. 17 - Formas de onda do circuito modulador
A - Sinal Modulante
B - Sinal Modulado.

As letras mencionadas no gráfico correspondem às tensões nos nós indicados na figura 16.

Verificamos que existe um atraso na saída do circuito modulador (ponto B), tanto na transição de descida, como na de subida. O atraso na descida, mesmo sendo por um curto tempo após a fonte ser desligada, é devido à corrente elétrica que permanece por esse curto tempo.

Quando Q1 estiver conduzindo, a tensão sobre o zêner é praticamente zero, pois Q1 fica saturado devido à amplitude da tensão de entrada, que é grande. Como Q2 funciona como diodo, a tensão no emissor de Q3 também é praticamente zero e, por isso, o oscilador fica desligado. Acontece que, devido aos elementos armazenadores de energia que compõem o circuito, ainda que por um curto espaço de tempo, temos a corrente elétrica acima mencionada. Esse curto período de tempo é chamado de constante de tempo do circuito modulador ($\tau = R_{eq} \cdot C$). Na realidade, como a resistência equivalente do modulador é muito pequena, esse tempo também é pequeno. É por isso que a oscilação cessa rapidamente na descida. Na subida o tempo é um pouco maior, mas devido a um outro motivo. Além da demora, em razão do processo inverso descrito acima, o oscilador só começa a oscilar quando atinge uma tensão de cerca de 2 volts, o que requer algum tempo.

III.3.3.1 - Projeto do novo circuito modulador

Devido ao atraso acima citado decidimos escolher um outro tipo de Modulador que não apresenta tal falha. Por isso, escolhemos um novo circuito modulador como mostra a figura 18, abaixo:

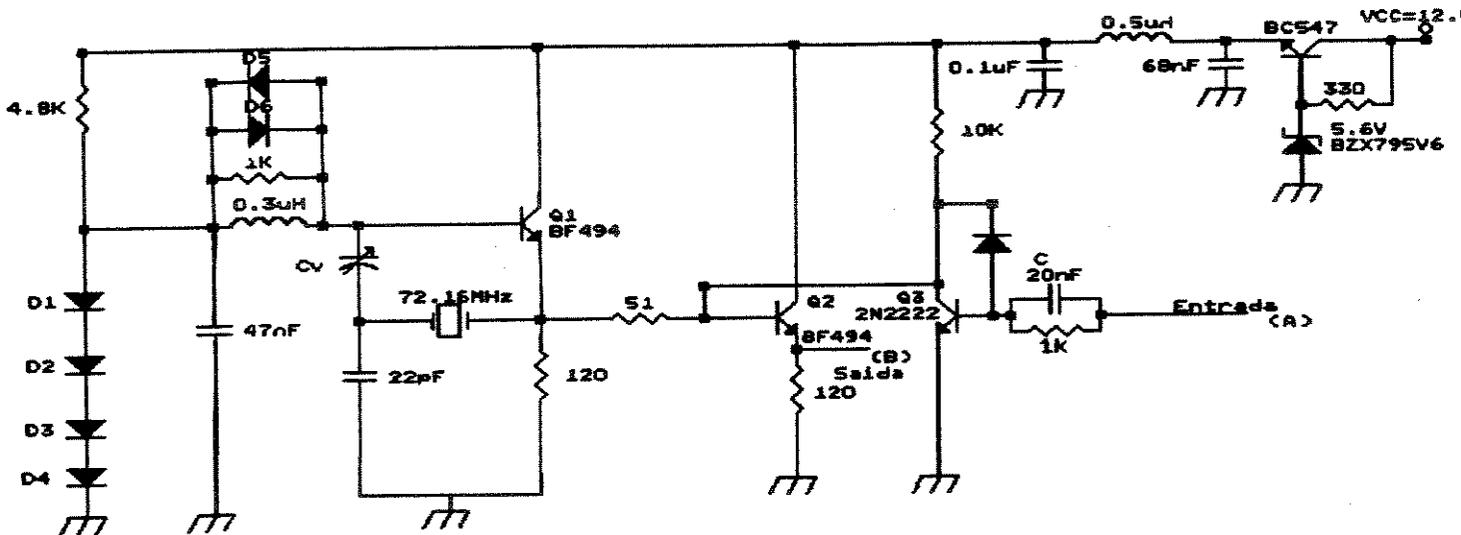


Fig. 18 - Novo Modulador 00K.

O circuito acima assim como o da figura 16, tem a mesma finalidade, isto é, chavear o circuito oscilador e assim realizar a modulação BASK. O que difere este do outro é que, neste, o circuito oscilador fica continuamente oscilando e, portanto, o atraso que antes acontecia, agora, é praticamente eliminado.

Para melhorar ainda mais o modulador, usou-se na base do transistor Q₃(2N2222) um diodo de Germânio que liga a base ao coletor, evitando a saturação do mesmo, deste, além de um capacitor (C) *speed-up*. Esse artifício fez com que a carga e a descarga da base do Q₃ fosse mais rápida e com isso conseguimos modular sinais digitais em 1MHz.

A seguir são mostradas as formas de ondas deste novo circuito modulador.

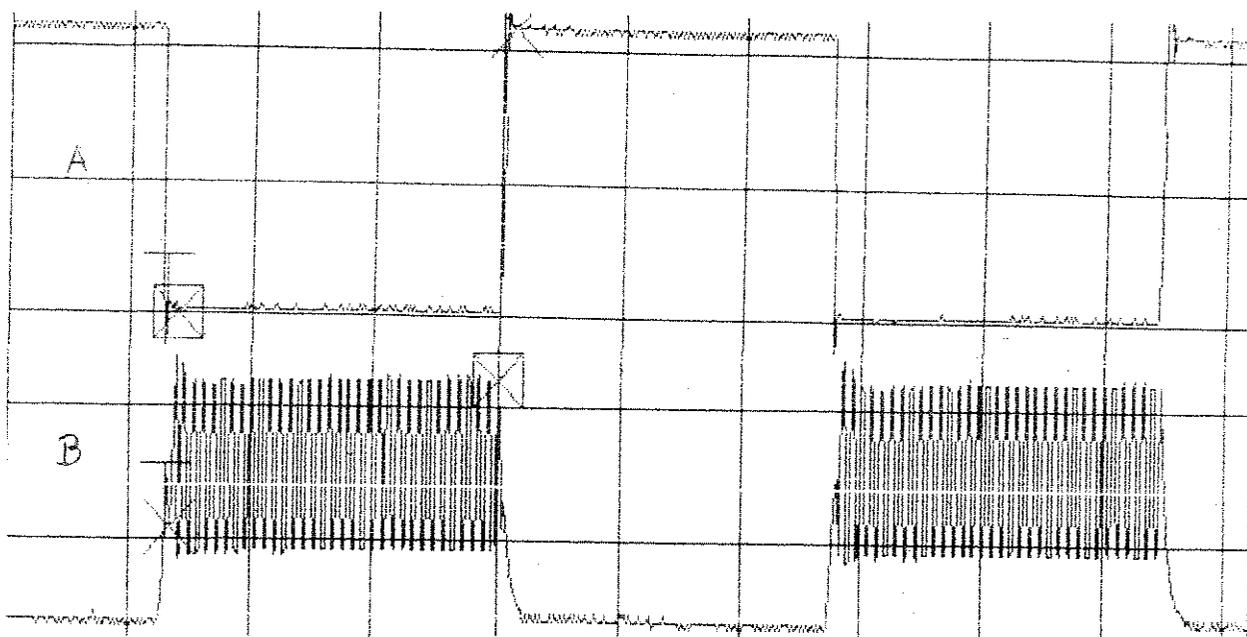


Fig. 19 - A - Sinal digital na entrada do Modulador.
B - Sinal modulado.

III.4 - RSR PORTADORA SENOIDAL/MODULADOR DIGITAL ASK

III.4.1 - Introdução

O ruído está presente em qualquer tipo de transmissão. É impossível livrar-se dele. Segue-se um estudo de como ele se comporta no caso específico da modulação OOK. Finalmente é feito um breve resumo, comparando a modulação ASK com FSK e PSK.

Para entendermos melhor a ação do ruído num sinal transmitido, é melhor fazermos um estudo do sinal quando este chegar a um receptor. Aí o sinal é demodulado e, como no nosso caso o sinal modulado é digital, então, além do demodulador, também é necessário um regenerador, como o que se vê na figura 20.

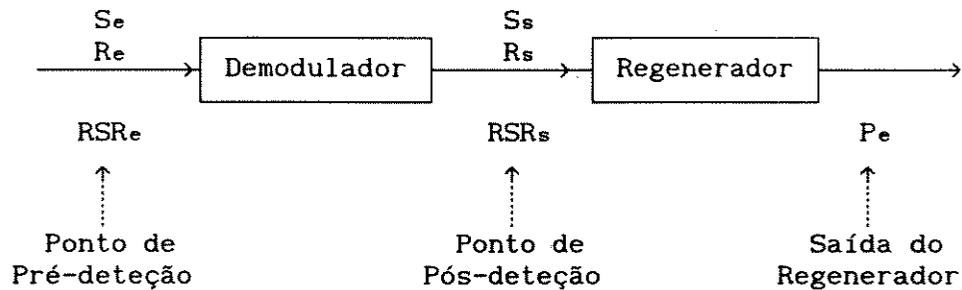


Fig. 20 - Modelo para estudo dos sistemas de modulação com portadora senoidal e moduladora digital.

A entrada e a saída do demodulador caracterizam os pontos de pré-deteccção e de pós-deteccção, respectivamente. O sinal e o ruído, presentes na entrada do demodulador (ponto de pré-deteccção), transferem-se para a saída como sinal demodulado e por isso a designação, no ponto de pós-deteccção, de RSR_s.

O regenerador, que segue o demodulador, tem como função produzir na sua saída um sinal digital em condições praticamente sem ruído, isto é, com RSR praticamente infinito. O efeito do ruído, presente na saída do demodulador, vai se fazer sentir sobre a decisão de níveis de entrada do regenerador, o que pode provocar erros na interpretação dos níveis e, com isso, a troca dos dígitos. Isso quer dizer que a RSR_s, no ponto de deteccção, converte-se em uma probabilidade de erros, na saída do regenerador.

O estudo que se segue analisa separadamente o demodulador do regenerador. São feitos ainda os cálculos de potência referentes a um sinal variável, em que existem diversos estados possíveis, com probabilidades de ocorrência conhecidas. Neste caso, a potência média do sinal pode ser calculada pela expressão:

$$P_m = \sum P_i \cdot S_i = P_1 \cdot S_1 + P_2 \cdot S_2 + \dots \quad (10)$$

onde P_i = probabilidade de ocorrência do estado i ;
 S_i = potência média do sinal do estado i .

Como é de nosso interesse, o sinal ASK que se segue é o OOK e, portanto, temos dois estados equiprováveis.

III.4.2 - Sistema OOK

ANÁLISE DO DEMODULADOR

a) RSR de Pré-Deteccção

- Sinal de entrada

Na entrada do demodulador, temos um sinal senoidal que ora apresenta a amplitude de $2E_o$, ora a amplitude 0, o que equivale a

termos uma portadora virtual $E_p(t) = E_o \cdot \cos \omega t$ modulada, com índice de 100%, pelo sinal digital binário ($m_a = 1$).

A potência média desse sinal, supondo os estados equiprováveis, é dada por [5]:

$$P_1 = P_2 = 1/2$$

$$S_1 = 1/2 (2E_o)^2 = 2E_o^2$$

$$S_2 = 1/2 \cdot 0^2 = 0$$

donde

$$P_m = 1/2 \cdot 2E_o^2 + 1/2 \cdot 0 = E_o^2 = 2P_o \quad (11)$$

onde P_o é a potência da portadora virtual.

- Sinal de pré-deteccção

Vimos que o sinal ASK equivale a um sinal AM-DSB, em que as raias criadas com a modulação aumentam a potência média do sinal, de modo que:

$$S_e = P_m - P_o$$

No nosso caso,

$$S_e = P_m - P_o = 2P_o - P_o = P = E_o^2/2 \quad (12)$$

Note-se que neste cálculo estamos considerando que as raias do sinal ASK pouco contribuem para o aumento de P_m , pois são filtradas por F.P.F.

- Ruído de pré-deteccção

Sendo $B = 2f_m$ a faixa de passagem do sistema,

$$R_e = \eta B = 2\eta f_m \quad (13)$$

onde η = densidade de potência do sinal de ruído.

- RSR de pré-deteccção

$$RSR_e = S_e/R_e = E_o^2 / 4\eta f_m = P_o / 2\eta f_m \quad (14)$$

b) RSR de Pós-Detecção

- Sinal de saída

Na saída do demodulador teremos, no estado 1, o nível $2E_0$ e, no estado 0, o nível 0. Lembrando a relação (10), a potência média do sinal de saída será

$$P'_m = 1/2 \cdot (2E_0)^2 + 1/2 \cdot 0 = 2E_0^2 \quad (15)$$

Este sinal apresenta uma parte variável em CC, cuja potência, no caso, é igual a

$$P'_o = E_0^2 \quad (16)$$

- Sinal de pós-detecção

À semelhança do que fizemos no caso da entrada, devemos, na saída, considerar apenas a parte variável do sinal. Assim:

$$S_s = P'_m - P'_o = 2E_0^2 - E_0^2 = E_0^2 = 2P_o \quad (17)$$

- Ruído de pós-detecção

Já vimos que o demodulador de amplitude transfere para a saída a mesma potência do ruído presente na entrada.

$$R_s = R_e = 2\eta f_m \quad (18)$$

- RSR de pós-detecção

$$RSR_s = S_s/R_s = E_0^2 / 2\eta f_m = P_o / \eta f_m = P_m / 2\eta f_m \quad (19)$$

c) Ganho de Demodulação

$$G_D = RSR_s / RSR_e = \frac{P_o / \eta f_m}{P_o / 2\eta f_m} = 2 \quad (20)$$

O resultado encontrado aqui é exatamente igual ao visto no sistema AM-DSB, o que era de se esperar, dada a similaridade dos sistemas ASK e AM-DSB.

A curva do desempenho do sistema,

está na figura 21.

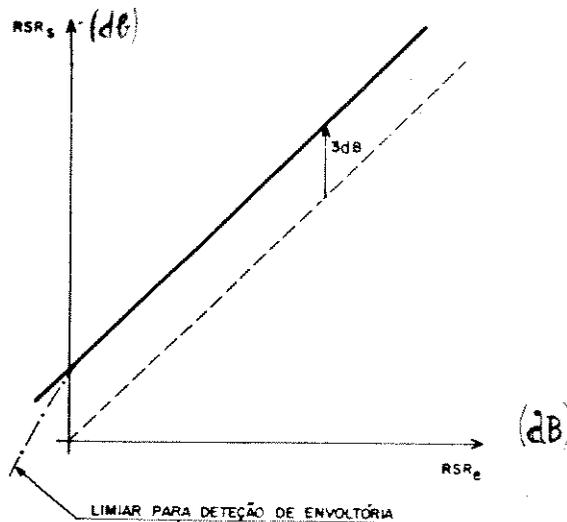


Fig. 21 - Curva do desempenho do sistema ASK.

d) Efeito do Limiar⁽¹⁾

Quando o demodulador emprega detecção por envoltória, ocorre o efeito de limiar de ruído, à semelhança do que acontece no AM-DSB.

Quando o demodulador emprega detecção síncrona, não se verifica o efeito de limiar de ruído. Por isso, em aplicações muito críticas, onde o ruído recebido é intenso, prefere-se o emprego da detecção síncrona.

Análise da atuação do regenerador

Como se vê na figura 19, o sinal demodulado é aplicado no regenerador, que contém um circuito decisor de níveis. Esse circuito é responsável pelo aparecimento, na saída do regenerador, de um sinal digital que deverá ser uma réplica do sinal transmitido.

Vamos supor, por enquanto, que não existe ruído no sinal demodulado. Então o sinal no ponto de pós-deteção pode assumir os valores $f(t) = 0$ ou $f(t) = 2E_0$, que corresponderão a 0 e 1 na saída do regenerador.

Considerando agora o ruído presente no ponto de pós-deteccção, temos:

$$X(t) = f(t) + r(t) \quad (22)$$

onde $r(t)$ é o ruído adicionado ao sinal demodulado.

Considerando um certo instante t_1 , o decisor atua da seguinte forma: dado um nível λ de decisão, prefixado e bem determinado, o decisor estabelece a regra de correspondência:

$$X(t_1) > \lambda \rightarrow \text{estado 1}$$

$$X(t_1) < \lambda \rightarrow \text{estado 0}$$

$$X(t_1) = \lambda \rightarrow \text{arbitra um estado}^{(2)}$$

(geralmente faz permanecer o estado anterior)

Ocorrerá um erro na saída do regenerador, quando, por efeito do ruído adicional ao sinal demodulado, a decisão foi feita para um estado diferente daquela correspondente ao sinal transmitido $f(t)$.

Para analisar o efeito do ruído, é necessário conhecer a lei de distribuição de suas amplitudes. Essa lei será função do tipo particular de demodulação empregado, motivo pelo qual cada caso deverá ser analisado separadamente⁽³⁾.

- (1) Dá-se o nome de efeito de limiar, em telecomunicações, ao fenômeno pelo qual, abaixo de um certo valor de $RSRe$, ocorre uma rápida degenerescência da $RSRs$.
- (2) A probabilidade de ocorrer este estado é nula, por se tratar de um esquema contínuo de probabilidade.
- (3) Esta análise usa a teoria estatística da decisão.

a) Demodulação com Detector Síncrono

Neste caso, apenas passam para a saída as componentes de ruído que estão em fase com a portadora. Estas componentes distribuem-se aleatoriamente e seguindo a função de Gauss:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma} \quad \text{onde}$$

$$\mu = \int_{-\infty}^{+\infty} x p(x) dx = \text{valor médio da variável aleatória X}$$

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \mu)^2 p(x) dx = \text{valor médio quadrático da variável aleatória X}$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \text{desvio padrão da variável aleatória X}$$

O valor do desvio médio quadrático σ^2 é igual ao ruído não demodulado, isto é, $\sigma^2 = \eta B$.

Na expressão do μ , acima citado, μ equivale ao valor médio dos níveis, que é nulo quando temos apenas o ruído na saída do regenerador.

Na expressão (22), $f(t)$ apenas pode assumir os valores 0 ou $2E_0$, indo atuar como uma polarização fixa, modificando o valor médio μ . Assim, para o estado 0, $f(t) = 0$, $\mu = 0$ (apenas o ruído estará presente) e a função de densidade de níveis será dada por

$$p_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-x^2/2\sigma^2} \quad (23)$$

e para o estado 1, $f(t) = 2E_0$ e $\mu = 2E_0$, donde

$$p_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-\frac{(x-2E_0)^2}{2\sigma^2}} \quad (24)$$

22. Estas funções estão representadas comparativamente na figura

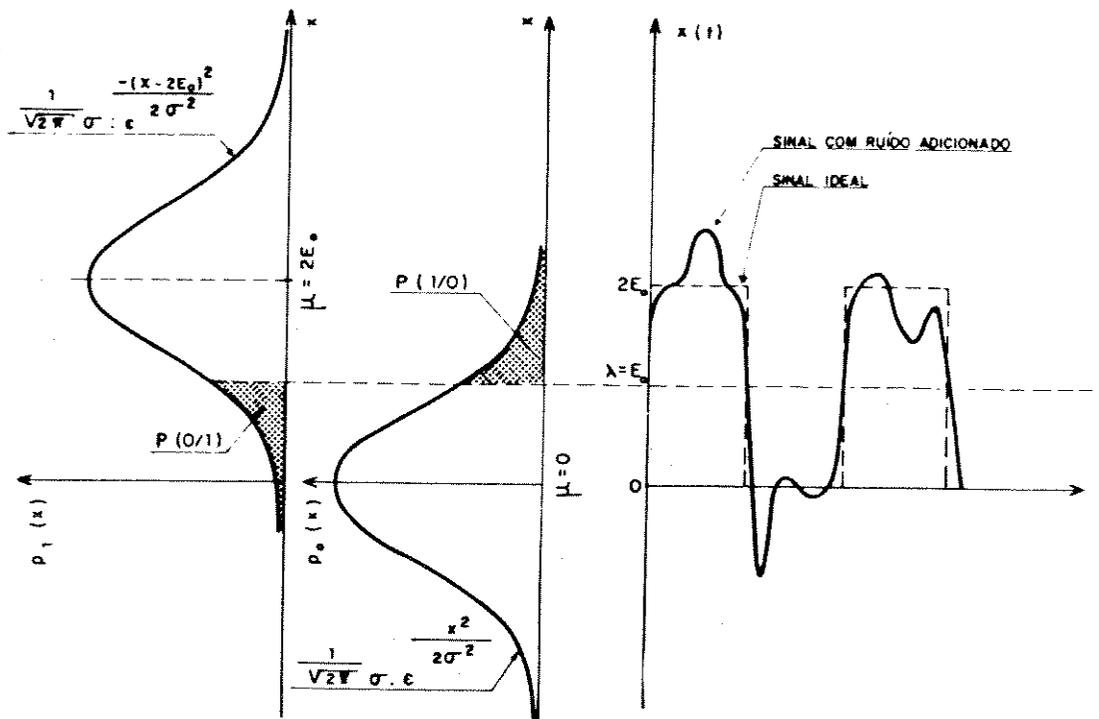


Fig. 22 - Análise do processo de decisão para o ASK.

Agora vamos aplicar a regra da decisão. Como se vê, pelas áreas hachuradas da figura 22, dado o nível de decisão λ , há probabilidade, em ambos os casos, de que o decisor decida o estado errado.

Lembrando as definições de probabilidade, a probabilidade $P(1/0)$ de que o decisor decida o estado 1, quando o estado correto fosse 0 é:

$$P(1/0) = \int_{\lambda}^{\infty} p_0(x) dx = \int_{\lambda}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx \quad (25)$$

e a probabilidade $P(0/1)$ de que o decisor decida o estado 0 quando o estado correto fosse 1 é : [5]

$$P(0/1) = \int_{-\infty}^{\lambda} P(x) dx = \int_{-\infty}^{\lambda} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sigma^{-1} e^{-\frac{(x-2E_0)^2}{2\sigma^2}} dx \quad (26)$$

A probabilidade global do erro P_e será dada por

$$P_e = P_0 \cdot P(1/0) + P_1 \cdot P(0/1) \quad (27)$$

e, como no caso OOK os estados são equiprováveis,

$$P_0 = P_1 = 1/2, \quad \text{donde}$$

$$P_e = 1/2 [P(1/0) + P(0/1)] \quad (28)$$

No nosso caso é conveniente escolher $\lambda = E_0$ porque, assim, a probabilidade de erro P_e será mínima. Isto pode ser verificado facilmente, observando-se, na figura 22, que esta probabilidade é igual à metade da soma das áreas hachuradas e que, afastando-se λ de E_0 , a área que se soma de um lado é maior do que se subtrai do outro.

Para $\lambda = E_0$, as áreas hachuradas são iguais, por questões de simetria e, então,

$$P_e = \int_{\lambda}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \sigma^{-1} e^{-x^2/2\sigma^2} dx \quad (29)$$

Substituindo $Z = \lambda/\sigma$ na equação 29, temos

$$P_e = \int_{\lambda/\sigma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2} dz \quad (30)$$

e, lembrando da equação

$$P(|x-\mu| > \lambda\sigma) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_{\lambda/\sigma}^{\infty} e^{-z^2/2} dz = 2 - 2\psi(\lambda) =$$

$$= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\lambda/\sqrt{2}}^{\infty} e^{-z^2/2} dz = \text{erfc} (\lambda/\sqrt{2}) \quad \text{temos}$$

$$P_e = 1 - \psi (\lambda/\sigma) = 1/2 \text{erfc} [\lambda/(\sqrt{2} \cdot \sigma)] \quad (31)$$

Então, conhecida a razão λ/σ , pode-se, por consulta às tabelas de função de erro (erf), função de erro complementar (erfc) e de função $\psi(x)$ (função de Gauss), chegar ao valor da probabilidade de erro na saída do regenerador.

A relação λ/σ pode ser expressa, também, em função da RSRs e, assim, P_e pode ser expressa em função da RSRs.

Já vimos que $\lambda = E_o$, donde $\lambda/\sigma = E_o/\sigma$. Mas para o ASK,

$$S_s = E_o^2$$

donde

$$\text{RSRs} = \frac{S_s}{R_s} = \frac{E_o^2}{\sigma^2}$$

$$R_s = R_e = 2\eta f_m = \sigma^2$$

e assim,

$$\lambda/\sigma = \sqrt{\text{RSRs}}$$

Deste modo, finalmente chegamos a

$$P_e = 1 - \psi (\sqrt{\text{RSRs}}) = 1/2 \text{erfc} (\sqrt{\text{RSRs}/2}) \quad (32)$$

b) Demodulação com detector de envoltória

Neste caso, o ruído na saída deste detector é mais intenso que no detector síncrono. A distribuição de ruído não é gaussiana como no caso anterior e, por isso, a análise é muito mais complicada. Pode-se encontrar um estudo detalhado deste caso em vários livros de Telecomunicações. [4;23]

Na prática prefere-se mais a detecção síncrona, do que pela envoltória, para a recepção de sinais digitais modulados por portadora senoidal (ASK, PSK, FSK), já que freqüentemente se usa transmissão digital onde há fortes condições de ruído.

Pode-se constatar, nos livros que tratam deste assunto, que, neste caso, o resultado final de P_e é

$$P_e \cong 1/2(1 + 1/\sqrt{2\pi RSR_s}) e^{-RSR_s/2} \quad (33)$$

e que o nível de decisão λ ótimo (isto é, para o qual P_e é mínimo) torna-se função de σ , se bem que bastante próximo de $\lambda = E_o$.

c) Resumo

A figura 23 compara as curvas de probabilidade de erro correspondentes às equações (32) e (33).

Vê-se que a detecção síncrona apresenta vantagens quanto à probabilidade de erro, além das já vistas, quanto à ausência de efeito de limiar.

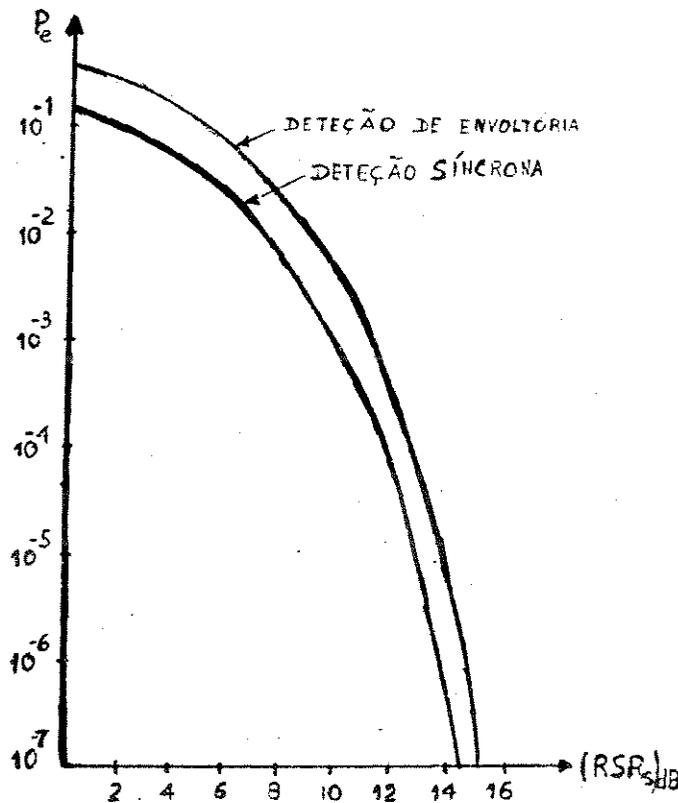


Fig. 23 - Probabilidade de erro nos sistemas ASK.

III.4.3 - Comparação entre sistemas com portadora senoidal e moduladora digital

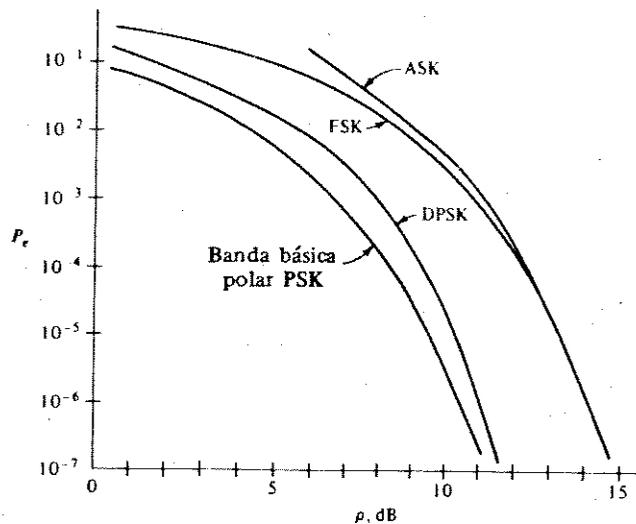


Fig. 24 - Probabilidade de erros para sistemas de modulação digital binária.

Observando a figura 24, vemos que na modulação FSK existe menos P_e do que na ASK. Isso é possível se, para a mesma potência média P_m , considerarmos a mesma potência de pico que faz FSK ter uma vantagem de 3 dB em relação ao ASK e, por isso, menor P_e . A outra vantagem é que, por ser FSK de amplitude constante, permite um melhor aproveitamento da potência do transmissor e uma mais eficiente regulação de nível no receptor. O nível de decisão para o FSK é constante e igual a 0, enquanto que para o ASK é variável e depende do nível recebido, exigindo contínuo reajuste, sob pena de piorar P_e . Pela figura 23, vemos que essa vantagem existe quando a RSR_s é baixa. Isso acontece quando a detecção é por envoltória.

Comparando o PSK com o FSK, vimos que o PSK tem um melhor desempenho, em termos de probabilidade de erro. O PSK coerente é o que tem o melhor desempenho. É o melhor, porque envolve uma circuitaria mais sofisticada, pois tem como base o conhecimento preciso a respeito da fase da onda portadora recebida, bem como da sua frequência.

Pelos motivos anteriormente expostos, na técnica de transmissão de dados em alta velocidade, os sistemas PSK são os mais usados.

No nosso caso, como a taxa de transmissão é muito baixa e o local de transmissão não é ruidoso, escolhamos o ASK (OOK), pois sua construção é muito mais fácil e satisfaz perfeitamente nosso objetivo.

CAPÍTULO IV

AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

IV.1 - INTRODUÇÃO

Freqüentemente surge a necessidade de amplificar um sinal com um mínimo de distorção. Sob essas circunstâncias, os dispositivos ativos utilizados precisam operar o mais linearmente possível, sendo por isso substituídos por um modelo linear, a fim de facilitar a análise do dispositivo e, em seguida, determinar a distorção produzida pelas características de transmissão da rede linear.

Nos equipamentos de rádio, são os amplificadores que geram a potência de RF dos transmissores, responsável pela intensidade dos sinais irradiados pela antena transmissora, e que compensam, na recepção, a atenuação imposta pelo meio de transmissão às ondas eletromagnéticas captadas pela antena receptora.

Existem vários tipos de amplificadores que são classificados de várias maneiras, de acordo com sua faixa de operação, método de operação, tipo de carga, método de acoplamento entre estágios e outros. No caso da classificação por freqüência, temos amplificadores para corrente contínua (freqüência de zero Hz), para áudio (de 20 Hz até 20 KHz), amplificadores de RF (alguns KHz até centenas de MHz), de vídeo ou pulso (até alguns MHz) e para ultra-alta-freqüência (centenas ou milhares de MHz).

IV.2 - CLASSES DE OPERAÇÃO

A posição do ponto quiescente do transistor determina o método de operação. Tanto o transistor bipolar como o TEC podem ser utilizados como amplificadores que, dependendo do ponto quiescente do transistor, operam em classe A, classe AB, classe B ou classe C. São definidas, a seguir, cada uma dessas classes de operação. O ponto de operação para essas diversas classes é mostrado na figura 25. [17]

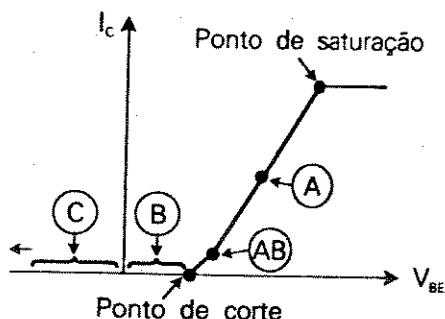


Fig. 25 - Localização dos pontos de operação estática de um dispositivo amplificador, para as diversas classes de funcionamento.

- Classe A

O dispositivo amplificador é polarizado de forma que seu ponto de operação fique localizado no centro da região de funcionamento linear, que é compreendida entre os pontos de corte e de saturação. Por isso, a linearidade é boa, e o amplificador gera menos distorção do que os polarizados em outras classes de operação. Neste caso, o ponto de operação e o sinal de entrada são tais que a corrente no circuito de saída flui durante todo o tempo. Tem como desvantagem um alto consumo de corrente, o maior deles, que se mantém constante mesmo na ausência do sinal. Seu uso, portanto, é recomendado nos amplificadores de baixo nível que compõem os amplificadores sintonizados e os osciladores de RF, utilizados em receptores, nos primeiros estágios dos transmissores de rádio e em todas as aplicações onde o nível de potência não exceda alguns Watts.

- Classe B

O dispositivo amplificador é polarizado exatamente no ponto de corte, ou seja, no limite entre a região de corte e a região de condução. Nessa região a potência quiescente é muito pequena, quase zero. Na ausência de sinal, o consumo é praticamente zero. Se o sinal de entrada for uma tensão senoidal, haverá somente amplificação do meio ciclo. Isto quer dizer que, se a corrente quiescente do circuito de saída é zero, essa corrente permanecerá zero para um meio ciclo. Costuma-se usar a classe B em amplificação não linear usando transistores BJT e unipolar que em "Push-pull" opera Classe B.

- Classe AB

O dispositivo amplificador é polarizado no início da região linear, logo após o joelho da curva característica. A linearidade, desde que seja em simetria complementar ou em *push-pull*, é boa e o consumo de corrente é pequeno na ausência de sinal, estando entre 1% e 10% do consumo máximo. Na presença de sinal, o consumo irá variar em função da amplitude do sinal aplicado em sua entrada. Por isso, seu rendimento médio é várias vezes maior do que o amplificador polarizado em classe A. Seu uso não é recomendado para potências muito pequenas, de apenas algumas dezenas de miliwatts, onde a polarização em classe A é a mais indicada. Se tivermos na entrada um sinal senoidal, na saída o sinal é zero para parte da metade do ciclo (menor que meio ciclo). É usado melhor com potências mais elevadas, acima de algumas centenas de miliwatts, não havendo, contudo, um limite superior. Seu uso é aconselhado nos últimos estágios dos amplificadores lineares, em simetria ou em *push-pull*, para SSB e também nos misturadores síncronos.

- Classe C

O dispositivo amplificador é polarizado na região de corte, bem afastado da região de condução. Isto significa que o ponto de operação é escolhido de modo que a corrente (ou tensão) de saída seja zero para mais de meio ciclo do sinal de entrada. Com BJTs, isso significa que a base-emissor é inversamente polarizada e, na ausência de sinal de entrada, o consumo de corrente é nulo. Os amplificadores Classe C são utilizados com maior frequência em amplificadores sintonizados de faixa estreita, caso contrário, introduzem grandes distorções. Também são utilizados em multiplicadores de frequência, que são amplificadores em que o filtro de saída é sintonizado numa das

harmônicas do sinal de entrada e não na fundamental, como acontece nos amplificadores comuns.

Conclusão

Comparando os tipos de amplificadores acima estudados, vimos que a classe C é, como já foi dito, a que melhor se adapta ao projeto de transmissor. Esse tipo de amplificador tem um ângulo de condução menor do que 180° e um rendimento teórico maior do que 78,5%, [24]. Mas tem uma distorção muito alta, maior do que 17%, e é usado para potências maiores do que 0,1 watts. A alta distorção do sinal é compensada pelo uso de filtros na saída que, além dessa finalidade, também são usados para casar a saída com o próximo estágio, que geralmente é uma antena.

A grande vantagem do uso do amplificador classe C é seu baixo consumo de potência, pois só temos corrente na saída após a excursão de mais de meio ciclo do sinal senoidal na entrada, ou meio período para um sinal digital binário. Esse baixo consumo nos facilita o uso de baterias ou pilhas como fonte de alimentação. As perdas nesse circuito são muito baixas e, por isso, temos uma alta eficiência, visto que quase toda a potência fornecida pela fonte DC de alimentação aplicada na entrada será entregue na saída.

A figura abaixo compara o rendimento das diversas classes de operação. [24]

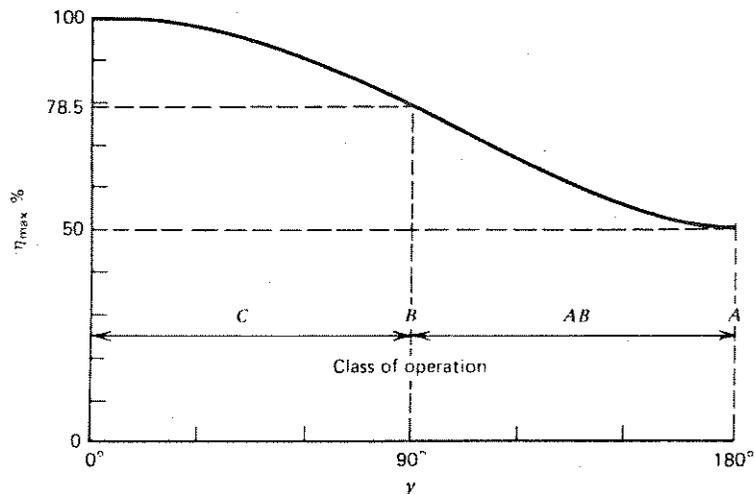


Fig. 26 - Comparação de rendimento das diversas classes de operação.

IV.3 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA DE RF CLASSE C

IV.3.1 - Introdução

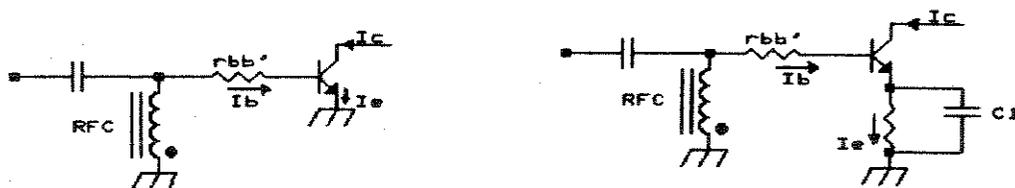
Transmissores de rádio necessitam gerar sinais de radiofrequência com a potência suficiente para a criação de uma onda eletromagnética de intensidade suficiente para superar o ruído

elétrico do receptor e as interferências causadas por outros sinais. Para conseguir esse objetivo, os transmissores devem dispor de amplificadores de potência adequados ao tipo de modulação a que se destinam. O amplificador classe C é o mais comumente usado em circuitos de rádio. Para amplificar uma onda senoidal, estretanto, ele tem que estar sintonizado na frequência senoidal. Por isso, o amplificador de classe C sintonizado é um circuito de faixa estreita, pois é capaz de amplificar somente a frequência de ressonância e aquelas próximas. Embora a classe C seja a mais eficiente de todas as classes, ela é útil somente em aplicações de RF de faixa estreita. Isso é assim para evitar a utilização de capacitores e indutores grandes no circuito ressonante.

IV.3.2 - Características do amplificador classe C

Para que um amplificador opere em classe C, é necessária a polarização reversa da junção base-emissor do transistor. Neste caso, a corrente de repouso do coletor, isto é, a corrente drenada no coletor do transistor quando ele não tiver nenhum sinal na entrada, vai a zero. A polarização é feita com extremo cuidado. Uma polarização externa pode ser aplicada à base do circuito amplificador, para satisfazer as condições da classe C, mas isso não é muito bom. Também deve ser evitado o uso de um resistor externo à base. Esses cuidados são tomados para evitar a ruptura da junção coletor-emissor. Apesar disso, o transistor pode estragar rapidamente se houver degradação causada pela forma como foi feita a polarização (degradação do beta).

Na maioria das formas de polarização não é necessário colocar um componente de polarização externo ao amplificador classe C. A polarização reversa é feita aproveitando a existência de $r_{bb'}$, que é a resistência (interna) de espalhamento da base do transistor [8]. Isso é mostrado na figura 27A. Sacrificando a máxima potência disponível, é possível usar uma resistência externa para fazer a polarização classe C. A figura 27B mostra esse caso. Esta técnica é segura, e muitas vezes usada nos estágios de baixo nível de amplificadores classe C, onde alta potência não é exigida.



(A) Resistência de espalhamento interno da base. (B) Resistência externa no emissor.

Fig.27 - Resistência interna de espalhamento da base (A) do transistor e a polarização através do resistor colocado no emissor (B).

A maioria dos projetistas usa o circuito mostrado na figura 28. Neste caso, o amplificador tem sua base aterrada através de uma impedância adequado. A resistência DC da reatância da base RFC é baixa, para impedir a polarização reversa através dela. O emissor é diretamente aterrado, e com seu terminal o mais curto possível, evitando assim degenerações indesejáveis. Esse último causará uma redução no ganho do estágio.

Uma outra vantagem em usar um resistor no emissor do circuito, como mostra a figura 27b, é que agora é possível monitorar a corrente do transistor, lendo a tensão sobre o resistor. Além disso, quando mais de um transistor for usado num único estágio de um amplificador (paralelo ou *push-pull*), a resistência do emissor, adicionada externamente ao circuito, tende a equalizar as correntes dos transistores. Dá-se o nome de compartilhamento de carga (*load sharing*) a esse fenômeno. [8]

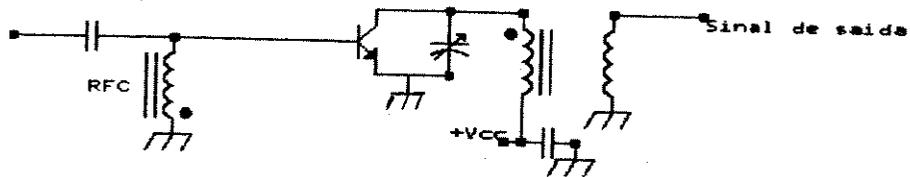


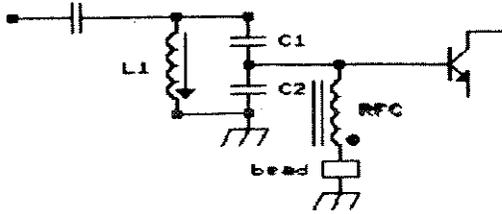
Fig. 28 - A base do amplificador classe C é aterrada através de um choque de RF de baixo Q (fator de qualidade), com um mínimo de resistência DC.

Existem muitos métodos de aterrar a base do amplificador classe C, sem introduzir uma significativa resistência DC. Os três métodos mais comuns estão apresentados na figura 29. Em cada um deles há uma tentativa de baixar o Q (fator de qualidade) do circuito de entrada, para inibir a tendência de oscilação de baixas frequências. A figura 29a mostra um divisor capacitivo como parte do circuito de sintonia da base. Tanto C_1 como C_2 são selecionados para proporcionar a desejada transformação da impedância do coletor do estágio anterior, para a impedância de base do amplificador. O retorno da corrente DC é feito através de RFC, que poderá ter um alto Q, a menos que um Q *spoiler* (reduzidor de Q) seja incluído. Neste caso, um único *bead* de ferrite com permeabilidade magnética de 950μ é usado no terminal do RFC, que é aterrado. Segundo estudos feitos em laboratório, [8] durante testes com um medidor de Q, foi observado que um choque de RF que antes tinha um Q sem carga de 50 foi reduzido a 5 pelo uso de um *bead* como é mostrado. As medidas foram feitas na frequência de 1MHz.

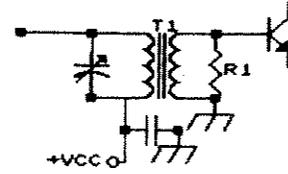
A Figura 29b mostra como uma resistência de baixo valor forma um caminho da base para o terra ajudando assim a estabilidade do amplificador. A resistência DC na base do estágio é baixa devido ao secundário de T_1 . O valor de R_1 é escolhido empiricamente pela maioria dos projetos. Como regra geral usa-se somente resistência cujo valor amortece auto-oscilações. Tipicamente variam 5 a 30Ω . A auto-indutância originada pelo resistor e os seus terminais podem ser amortecidas usando um *bead* de ferrite no terminal mais perto do terra. De modo geral isso não é necessário para frequências abaixo de VHF.

Para VHF e frequências maiores é comum usar esta técnica de

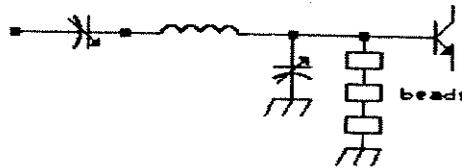
baixar o Q da impedância da base usando três ou mais beads de ferrite com permeabilidade magnética de 950μ num pedacinho de fio. Isto está mostrado na figura 29c. Esta técnica ajuda a estabilidade e, somente um pouco de beads proporciona centenas de Ohms da reatância para VHF e frequências superiores.



(A) Divisor capacitivo



(B) Resistor da base para o terra



(C) Impedância da base de baixo Q

Fig. 29 - Três métodos de aterrar, em condição DC, a base de um amplificador Classe C.

IV.3.3 - Projeto do Amplificador de Potência de RF Classe C [20]

IV.3.3.1 - Transistores de potência de RF

Um transistor de potência de RF pode [17] ser representado pelo circuito equivalente da figura 30. É similar ao circuito equivalente π -híbrido exceto pela inclusão da capacitância C_{bc} que representa a alta capacitância entre o coletor e base decorrente da geometria interna deste tipo de transistor. Essa capacitância, juntamente com $C_{b'c}$ varia de forma não-linear com a tensão aplicada entre o coletor e o emissor. Os indutores L_B , L_E e L_C representam as indutâncias dos terminais do transistor de potência.

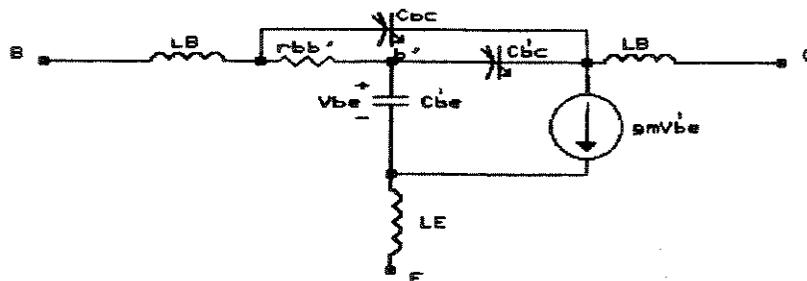


Fig. 30 - Circuito equivalente de um transistor de potência de RF.

A impedância de entrada do transistor é composta pela combinação série de uma resistência de valor entre 1 a 10 Ohms e uma reatância formada pela capacitância de difusão da junção do emissor, em série com a indutância dos terminais. A presença das capacitâncias de difusão e transição, conjugadas com a indutância dos terminais, faz com que o transistor se comporte como um RLC-série. Por isso, a impedância de terminação, principalmente a de entrada, é capacitiva nas frequências inferiores a 100MHz, e indutiva acima desta frequência (o valor exato da frequência na qual a reatância de entrada passa de capacitiva para reativa depende do transistor utilizado).

Um outro circuito equivalente [17], muito útil, é mostrado na figura 31. Nele são consideradas apenas as impedâncias de terminação do transistor.

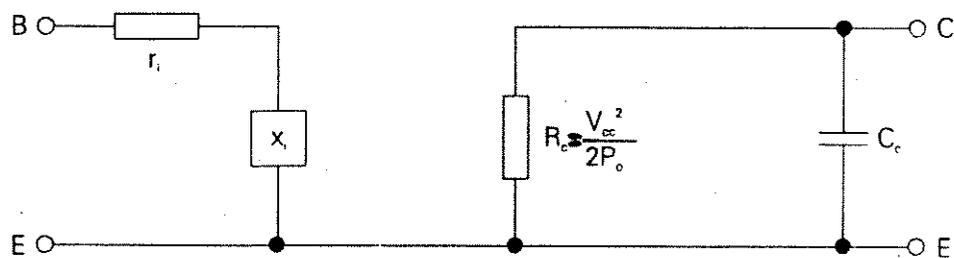


Fig. 31 - Circuito onde são mostradas as impedâncias de terminação de um transistor amplificador de potência de RF.

Este circuito é adequado para o projeto das redes casadoras de impedâncias. Pode-se observar que a resistência do coletor, para RF, é proporcional à potência de saída, dada pela equação mostrada na própria figura. Em paralelo com esta resistência, está a capacitância do coletor, C_c . A carga sobre a qual será desenvolvida a potência deverá oferecer uma resistência igual ao valor do R_c , com uma reatância de módulo igual s da reatância de C_c , porém de ângulo oposto.

A impedância de entrada do transistor de potência de RF varia em função da frequência. Como exemplo mostramos, na figura 32, um gráfico onde pode-se observar tal fato. O transistor "usado" é o BLX13 na configuração emissor-comum cuja potência de saída é de 25W. Por comparação, a figura 33 mostra essas mesmas características no transistor 2N4427, de 1W.

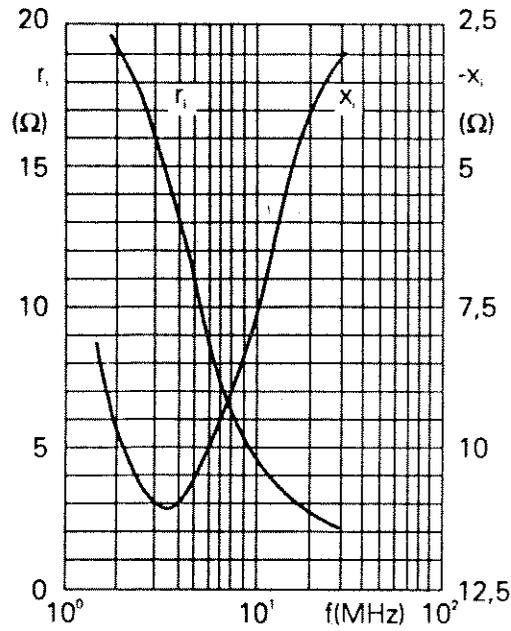


Fig. 32 - *Variação da impedância de entrada em função da frequência, para o transistor BLX13 [25].*

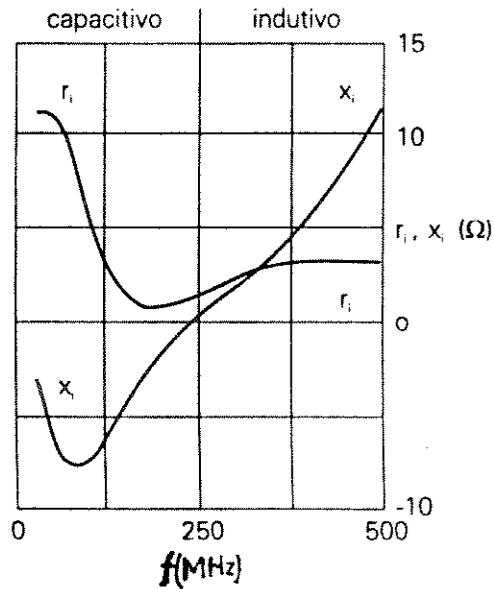


Fig. 33 - *Variação da impedância de entrada em função da frequência, para o transistor 2N4427 [25].*

A figura 34 mostra o gráfico da variação de C_c com a variação da tensão aplicada entre coletor e base (com emissor em aberto).

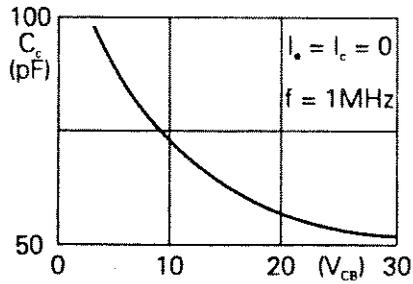


Fig. 34 - Capacitancia do coletor, C_c , em função da tensão entre coletor e base, V_{cb} , para transistor BLX13 [25].

Quando um transistor opera em alta frequência, seu ganho de potência diminui com o aumento da frequência do sinal amplificado. O gráfico da figura 35 mostra como varia o ganho da potência de um transistor típico de RF em função da frequência. A potência máxima de saída também diminui com o aumento da frequência (figura 36).

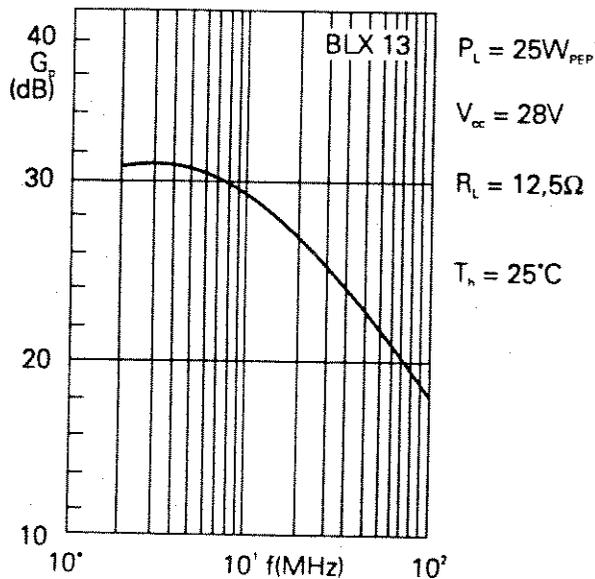


Fig. 35 - Ganho de potência em função da frequência para o BLX13 [25].

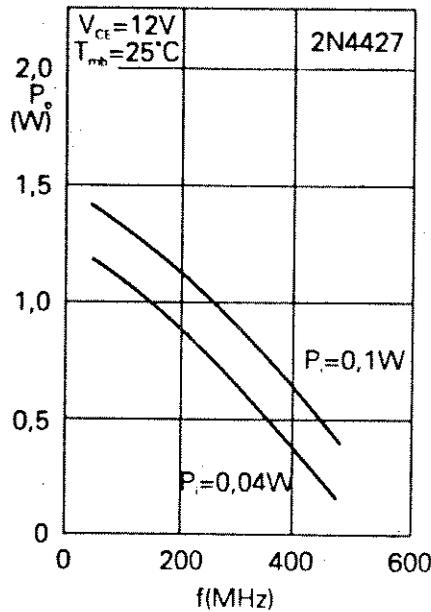


Fig. 36 - Curva da potência de saída em função da frequência para o 2N4427 [25].

IV.3.3.2 - Procedimento do cálculo dos componentes físicos do circuito

IV.3.3.2-1 - Introdução

O amplificador de RF adotado para o projeto do Transmissor é um amplificador de potência Classe C de faixa estreita. Para o projeto é necessário conhecer a potência de saída que o circuito deverá fornecer, a tensão de alimentação a ser utilizada, a frequência de funcionamento e a modalidade de emissão. Em função desses dados iniciais, procede-se a escolha do transistor adequado, comparando com as especificações de diversos dispositivos, obtidos dos manuais de especificações fornecidos pelos fabricantes.

Feita a escolha do transistor, que é facilitada pelo fato dos fabricantes indicarem as principais aplicações para seus produtos, coletam-se os dados necessários para o projeto, como o valor das impedâncias de entrada do transistor, o tipo de circuito apropriado e os detalhes da execução da montagem. Como será visto em seguida, o transistor escolhido para o projeto do amplificador é o 2N4427. Este, por sua vez, precisa, na sua entrada, de um sinal de potência por volta de 30mW, para poder ter, na sua saída, uma potência de mais de 1watt, na frequência de operação de 72,16MHz. Por isso somos obrigados, principalmente, a usar um pré-amplificador que dê na saída uns 30mW, pois ele irá alimentar o primeiro estágio do amplificador Classe C.

IV.3.3.2-2 - Projeto do Pré-Amplificador

IV.3.3.2.2-1 - Introdução

O circuito Pré-Amplificador é polarizado em Classe A. É assim porque queremos ter, na saída, simplesmente um sinal igual a entrada, mas de amplitude maior. Para excitar o pré-amplificador dispõe-se de um sinal senoidal de 887,5mV em vazio (sem carga). Na saída devemos ter um sinal cuja tensão nos permita ter, no mínimo, uma potência de 30mW. Esse valor de 30mW é exigido pelo primeiro estágio do amplificador de potência, que precisa de uns 50mW na sua entrada, para que tenhamos na base do transistor pelo menos 30mW, para podermos ter 1 watt na sua saída. Supusemos que o circuito casador de impedância e compensador da base do transistor do primeiro estágio tenha uma perda de 20mW e, por isso, queremos 50mW na saída do pré-amplificador ao invés de 30mW, que na realidade é o valor arbitrado pelo primeiro estágio do amplificador.

IV.3.3.2-2.2 - Cálculo dos componentes do Pré-Amplificador

Temos a seguir o esquema do pré-amplificador:

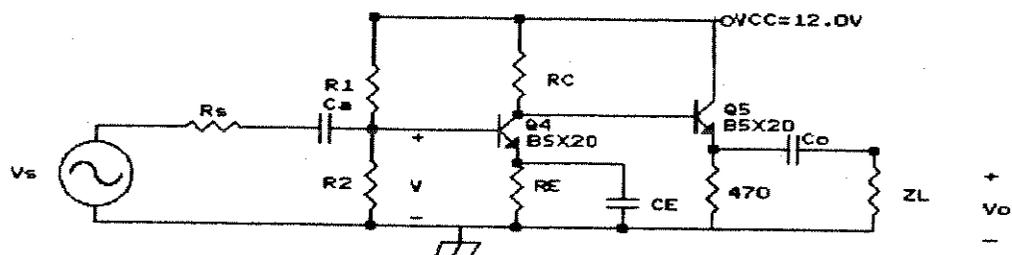


Fig.37 - Circuito pré-amplificador.

Polarização do circuito:

Dados: Transistor = BSX20
 $V_{cc} = 12,5V$
 $F = 72,16MHz$

$$\text{Do circuito temos: } V_{cc} = (R_c + R_E) I_c + V_{CE} \quad \text{Eq. (A)}$$

$$V \cong [R_2 / (R_1 + R_2)] \cdot V_{cc} \quad \text{Eq. (B)}$$

$$V_E = R_E \cdot I_c \quad \text{Eq. (C)}$$

Tomando: $V_E = 3V$, da Eq. (B) temos:

como $V = V_E + 0,7 = 3,7V$

$$\begin{aligned} \text{então } V = 3,7 &\cong [R_2/(R_1 + R_2)] \cdot 12,0 \Rightarrow (12,0/3,7) R_2 = R_1 + R_2 \\ &\Rightarrow 3,24 R_2 = R_1 + R_2 \Rightarrow R_1 = 2,24 R_2 \end{aligned}$$

Tomando $R_2 = 8K \Rightarrow R_1 = 18K$

Tomando $R_E = 1K \Rightarrow I_c = V_E/R_E = 3/1K \Rightarrow I_c = 3mA$

Tomando $V_{CE} = 3V \Rightarrow$ da Eq. (A): $12,0 = 3 \cdot 10^{-3} R_c + 3 + 3 \Rightarrow$

$$R_c = 6/(3 \cdot 10^{-3}) \Rightarrow R_c = 2K$$

Valores calculados:

$$R_1 = 18K$$

$$R_2 = 8K$$

$$R_E = 1K$$

$$R_c = 2K$$

Foi usado na prática:

$$R_1 = 18K$$

$$R_2 = 8,2K$$

$$R_E = 1K$$

$$R_c = 1,8K$$

Cálculo de C_a e C_E :

Adotado como regra prática $X_{C_a} = \frac{1}{20} R_s$, temos:

Dados:

$$R_s = 10,3\Omega$$

$$C_a = \frac{20}{2\pi \cdot f_o \cdot R_s}$$

$$C_a = \frac{20}{2\pi \times 72,10 \times 10^6 \times 10,3} = 4,28 \times 10^{-9}$$

$$C_a = 4,28nF$$

Na prática usou-se $C_a = 4,7nF$

Usando a equação (10) da referência 17, página 513, temos:

$$C_E = \frac{68 \times I_c}{f}$$

$$C_E = \frac{68 \times 3 \times 10^{-3}}{72,16 \times 10^6} = 2,8nF$$

$$C_E = 2,8nF$$

IV.3.3.2-2.3 - Cálculo do ganho do circuito

No circuito da figura 37, a tensão V_s é a tensão de saída em aberto do oscilador e R_s é a impedância vista também na saída do oscilador que, neste caso, é muito baixa. O V_s de pico a pico foi medido e deu 887,5mV, enquanto que o R_s foi calculado usando a teoria de circuitos e deu 10,3Ω.

Cálculo de R_s :

Dados:

Transistor = BF494
 $\beta = 115$ p/ $I_c = 1\text{mA}$
 $r_x = 47\Omega$
 $R = 51\Omega$
 $C_2 = 22\text{pF}$

Os transistores que compõem o oscilador são os BF494. Observando o circuito da figura 16, pode-se ver que os transistores usados são Q1 e Q2. O R_s é a impedância vista do emissor de Q2 para a esquerda.

Neste caso temos:

$$R_s \cong 120 \parallel \frac{r_{x_5} + r_{\pi_5} + R^*}{\beta_{0_5} + 1} \quad R^* \cong R + \frac{r_{x_4} + r_{\pi_4}}{\beta_{0_4} + 1} \parallel \left(X_{c_2} \parallel 120 \right)$$

sendo r_x , r_π , β_0 dados pelo fabricante.

Dados:

Transistor - BF494 $\beta = 115$
 $I_c = 1\text{mA}$
 $r_x = 47\Omega$
 $R = 51\Omega$
 $C_2 = 22\text{pF}$
 $R_s = ?$

Sei que:

$$\beta_0 = g_m \cdot r_\pi \Rightarrow r_\pi = \frac{115}{40 \times 10^{-3}} \Rightarrow r_\pi = 2875\Omega$$

$$g_m \cong 40 I_c$$

$$R^* \cong 51 + \frac{47 + 2875}{116} \parallel 120 \parallel X_{c_2}$$

$$R_s \cong 120 \parallel \left(\frac{47 + 2875 + R^*}{116} \right)$$

$$\text{Como } X_{c_2} = \frac{1}{\omega C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 72,16 \times 10^6 \times 22 \times 10^{-12}}$$

$$\Rightarrow X_{c_2} = 100,25\Omega$$

$$\text{então } X_{c2} // 120\Omega = 100,25 // 120\Omega = 54,6\Omega$$

$$R^* = 76,189 // 54,6$$

$$R^* = 31,8 \cong 32\Omega$$

$$R_s = 120 // \frac{(47 + 2875 + 32)}{116}$$

$$R_s = 21\Omega$$

Cálculo de $R_F = ?$ (resistência de saída do Pré-Amplificador)

$$R_F \cong 470\Omega // \left(\frac{r_x + r_\pi + 1800}{\beta_0 + 1} \right)$$

$$r_x \cong 50$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{75}{0,12} \Rightarrow r_\pi = 625\Omega$$

$$\frac{r_x + r_\pi}{\beta_0 + 1} = \frac{675 + 1800}{76} =$$

$$R_F \cong 470 // 32,56$$

$$R_F = 30,45\Omega$$

$$R_F \cong 30,45$$

Cálculo de P_{in}

Dados:

$$V_{spp} = 887,5\text{mV}$$

$$Z = R_s = 32\Omega$$

$$P_{in} = ?$$

$$P_{in} = \frac{V_p^2}{2Z} = \frac{(0,44375)^2}{2 \times 32} = 3,07 \times 10^{-3}\text{W}$$

$$P_{in} = 3,1\text{mW}$$

Cálculo do Ganho de Tensão

Da figura 37, temos:

$A_v = g_m Z_c$, onde $Z_c = R_c // Z_L$ e o Z_L é a impedância vista pela base do seguidor de emissor formado pelo Q_5 que faz parte da carga de Q_4 .

Cálculo de Z_L :

Transistor $Q_5 = \text{BSX20}$
para $I_c = 3\text{mA}$
 $\beta_0 = 75$
 $R_c = 1800\Omega$
 $Z_{in_{2N4427}} = 8,75 - j 7,5$
 $f = 72,16\text{MHz}$

$$Z_L = r_{x_5} + r_{\pi_5} + (\beta_0 + 1) [R_{fo1} // (X_{co} + Z_L^*)]$$

onde

$$Z_L^* = X_{c1} // [X_{L1} + (X_{L2} // Z_L^{**})] \quad (\text{Ver o circuito na entrada do Primeiro Estágio do Amplificador de Potência de RF - Fig.38})$$

onde

$$Z_L^{**} = Z_{in_{2N4427}} \text{ em freq. de } 72,16\text{MHz}$$

Cálculo de Z_L^*

$$X_{Co} = \frac{1}{\omega C_o} = \frac{1}{2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 5 \times 10^{-9}} = 0,441\Omega$$

$$X_{c1} = \frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 218 \times 10^{-12}} = 10,117\Omega$$

$$X_{L1} = \omega L_1 = 2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 0,3 \times 10^{-9} = 0,136\Omega$$

$$X_{L2} = \omega L_2 = 2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 0,4 \times 10^{-9} = 0,1813\Omega$$

$$Z_L^{**} = 8,75 - j 7,5 = 11,52 \angle -40,6^\circ$$

então

$$X_{L2} // Z_L^{**} = \frac{0,181 \times (8,75 - j 7,5)}{0,181 + 8,75 - j 7,5} = \frac{1,58 - j 1,36}{8,93 - j 7,5} =$$

$$= \frac{2,08 \angle -40,7}{11,7 \angle -40,0}$$

$$X_{L2} // Z_L^{**} = 0,18 \angle 0,7 = 0,18 - j 0,002$$

$$X_{L1} + (X_{L2} // Z_L^{**}) = 0,136 + 0,18 - j 0,002 = 0,316 - j 0,002$$

$$Z_L^* = X_{C1} // [X_{L1} + (X_{L2} // Z_L^{**})] = 10,12 // (0,316 - j 0,002)$$

$$Z_L^* = \frac{3,1979 - j 0,02}{10,436 - j 0,002} = \frac{3,2 \angle -0,358}{10,436 \angle -0,011} = 0,31 \angle -0,347$$

$$Z_L^* = 0,31 \angle -0,347 \Rightarrow Z_L^* = 0,31 - j 0,002$$

$$Z_L = r_{X_S} + r_{\pi_S} + (\beta_{0_S} + 1) [R_{fo1} // (X_{C0} + Z_L^*)]$$

$$r_{X_S} = 50$$

$$r_{\pi_S} = \frac{75}{40 \times 3 \times 10^{-3}} \Rightarrow r_{\pi_S} = 625 \Omega$$

$$X_{C0} + Z_L^* = 0,441 + 0,31 - j 0,002 = 0,75 - j 0,002 = 0,751 \angle -0,1525^\circ$$

$$R_{fo1} // (X_{C0} + Z_L^*) = 470 // (0,75 - j 0,002) = \frac{352,5 - j 0,94}{470,75 - j 0,002} =$$

$$= \frac{352,5 \angle -0,152}{470,75 \angle -2,4 \times 10^{-4}} = 0,748 \angle -0,15 = 0,747 - j 0,002$$

$$Z_L = 50 + 625 + 76 \times (0,747 - j 0,002)$$

$$Z_L = 731,77 - j 0,152$$

Cálculo de Zc

$$Z_c \cong R_c // Z_L = 1800 // 731,77 = \frac{1257408}{2498,56} = 520,26$$

$$A_v \cong g_m Z_c = 40 \times 3 \times 10^{-3} \times 520,26$$

$$A_v \cong 62,4$$

Cálculo da Tensão na Saída

Dados: $V_c = 887,5\text{mV}$ $V_s = A_v V_e$
 $A_v = 62,4$ $V_s = 62,4 \times 0,8875 \Rightarrow V_{spp} = 55,4\text{V}$
 $V_{pico} = 26,8\text{V}$

Cálculo da Potência de Saída

Dados: $Z_c = 520,26\Omega$
 $V_{sp} = 26,8\text{V}$
 $P_s = ?$

$$P_s = \frac{V_s^2}{2Z_c}$$

$$P_s = \frac{26,8^2}{2 \times 520,26} \Rightarrow P_s = 0,685\text{W} = 685\text{mW}$$

Conclusão: O BSX20 tem uma potência de dissipação máxima que é 360mW a temperatura ambiente (25°C). Levando em conta, também, a perda de potência nos componentes externos mais as perdas devido às indutâncias e capacitâncias parasitas que são impossíveis de evitar em VHF, ao menos, teremos na saída, 30% do P_s (teórico) = 685mW que neste caso é: [25]

$$P_s = 30\% \times 685 = 205,5\text{mW}$$

$$P_s = 205,5\text{mW}$$

Esse valor de 205,5mW é mais que suficiente para alimentar o 2N4427 que precisa de pelo menos 40mW na entrada para dar na saída 1,2 Watts.

IV.3.3.2-3 - Projeto do Primeiro Estágio do Amplificador de Potência de RF [20]

IV.3.3.2-3.1 - Introdução

O primeiro estágio do amplificador de potência tem como finalidade aumentar a amplitude do sinal permitindo assim, ter na saída um sinal de alta potência que vai alimentar a antena. Devemos ter na entrada, no mínimo, 40mW para que a saída seja aproximadamente 1,5W. Esse valor se encontra na curva de potência ($P_e \times P_s$) dada pelo fabricante.

A figura 38 mostra o estágio da potência juntamente com a rede casadora de impedância da entrada e saída. A polarização é em Classe C.

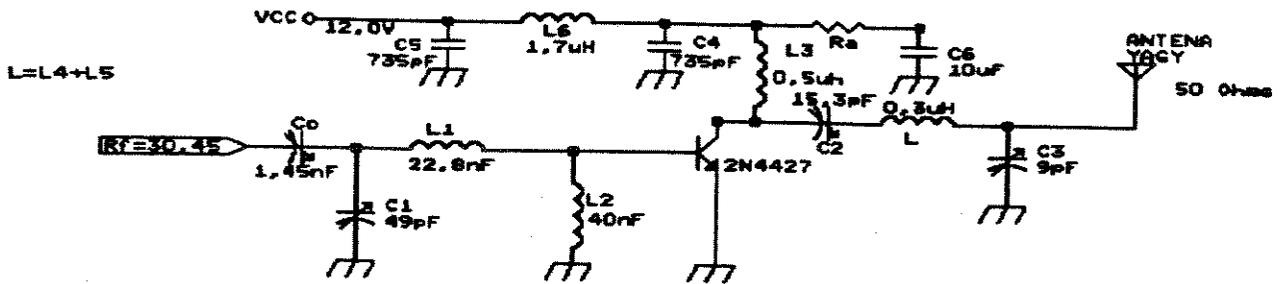


Fig. 38 - Primeiro estágio do amplificador de potência de RF.

IV.3.3.2-3.2 - Cálculo dos componentes do circuito

Dados: $P_o \cong 1,5W$
 $f = 72,16MHz$
 $R_{Fonte} = 30,45\Omega$
 $V_{cc} = 12,0V$
 $Z_{in} = 8,75 - j 7,5$

Cálculo de L_2

L_2 é o elemento compensador da base. Ele deve anular a parte capacitiva da impedância de entrada Z_{in} que é $-j 7,5$.

De Z_{in} tenho: $R_s = 8,75$
 $X_s = 7,5$

$$R_p = R_s \left[1 + \left(\frac{X_s}{R_s} \right)^2 \right]$$

$$R_p = 8,75 \left[1 + \left(\frac{7,5}{8,75} \right)^2 \right] \Rightarrow R_p = 15,178\Omega$$

$$X_p = \frac{R_p}{X_s/R_s}$$

$$X_p = \frac{15,178}{7,5/8,75} \Rightarrow X_p = 17,707\Omega$$

$$X_p = X_{L2} = 17,7 \Rightarrow L_2 = \frac{X_{L2}}{\omega} \Rightarrow L_2 = \frac{17,707}{2\pi \times 72,16 \times 10^6} =$$

$$= 3,90 \times 10^{-8} H$$

$$L_2 = 39nH \Rightarrow \boxed{L_2 \cong 0,04\mu H}$$

Cálculo do Circuito Casador de Impedância da Base (C1 e L1)

$$L_1 = ?$$

$$R_L = R_p = 15,178\Omega$$

$$R_F = 30,45\Omega$$

$$f = 72,16\text{MHz}$$

$$X_{L1} = R_L \cdot N$$

$$N = \sqrt{\frac{R_p - 1}{R_F}} \Rightarrow N = \sqrt{\frac{15,178 - 1}{30,45}} \Rightarrow N = 0,682$$

$$X_{L1} = 15,178 \times 0,682 = 10,35\Omega$$

$$\text{Como: } X_{L1} = \omega L_1 \Rightarrow L_1 = \frac{10,35}{2\pi \times 72,16 \times 10^6} = 2,28 \times 10^{-8} \text{H}$$

$$L_1 = 22,8\text{nH}$$

ou

$$L_1 = 0,03\mu\text{H}$$

Dados: $C_1 = ?$

$X_{c1} = X_{cp} = X_{\text{paralelo na saída da Fonte}}$

$$R_F = 30,45\Omega$$

$$f = 72,16\text{MHz}$$

$$X_{c1} = \frac{R_F}{N}$$

$$X_{c1} = \frac{30,45}{0,682} = 44,65 \Omega$$

$$X_{c1} = 44,65$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_{c1}} = \frac{1}{2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 44,65} = 4,939 \times 10^{-11} \text{F}$$

$$C_1 = 0,4939\text{nF}$$

ou

$$C_1 = 49\text{pF}$$

Cálculo de Co

Adotando como regra prática $X_{co} = \frac{1}{20} \times R_F$, temos:

Dados: $R_F = 30,45 \Omega$

$$f = 72,16\text{MHz}$$

$$C_o = \frac{20}{20\pi f R_f} = \frac{20}{2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 30,45} = 1,448 \times 10^{-9} \text{F}$$

$$C_o = 1,45 \text{nF}$$

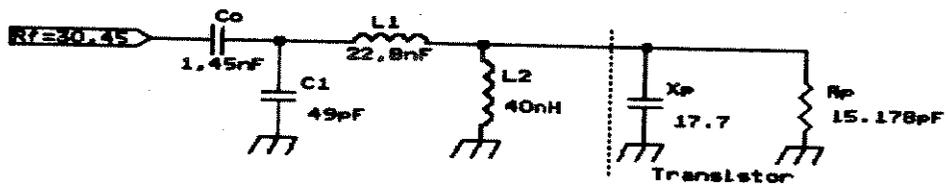


Fig. 39 - Circuito de casamento na entrada do amplificador.

Cálculo de L3

A reatância do choque do coletor L3 deve ser a menor possível, com o objetivo de curto-circuitar a saída do transistor para frequências inferiores à de operação do amplificador, evitando-se com este procedimento, a possibilidade de oscilações parasitas para baixas frequências. Normalmente, a reatância do choque de L3 deverá estar compreendida entre 3 a 7 vezes o valor de Rc [17].

Escolhendo $X_{L3} = 5R_c$ onde $R_c = V_{cc}^2 / 2P_o$, temos:

$$R_c = \frac{12^2}{2 \times 1,5} \Rightarrow R_c = 48 \Omega$$

então

$$L_3 = \frac{X_{L3}}{2\pi f_o} = \frac{5 R_c}{2\pi f_o} = \frac{5 \times 48}{2\pi \times 72,16 \times 10^6} = 5,29 \times 10^{-7} \text{H}$$

$$L_3 = 0,53 \mu\text{H} \Rightarrow L_3 \cong 0,5 \mu\text{H}$$

Cálculo do Filtro Harmônico Formado L4 e C2

Esse filtro colocado em série com o percurso do sinal tem a finalidade de reduzir o conteúdo harmônico presentes na corrente do coletor do transistor, aumentando desta forma, o rendimento do amplificador. Para evitar a perda de potência no filtro, seu fator de qualidade não deverá ser maior que 10. Utilizando-se um fator de qualidade igual a 3, temos:

$$L_4 = \frac{Q R_c}{2\pi f_o} = \frac{3 \times 48}{2\pi \times 72,16 \times 10^6} = 3,176 \times 10^{-7} \text{H}$$

$$L_4 = 0,317 \mu\text{H} \quad \text{ou} \quad L_4 = 0,3 \mu\text{H}$$

Como na ressonância série $X_{L4} = X_{C2}$, temos:

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_4} = \frac{1}{(2\pi \times 72,16 \times 10^6)^2 \times 0,317 \times 10^{-6}} = 1,535 \times 10^{-11} \text{F}$$

$$C_2 = 15,35 \text{pF}$$

Cálculo de L_5 e C_3

$$L_5 = \frac{X_{\text{Carga}}}{2\pi f}$$

onde $X_{\text{Carga}} = R_c \cdot N$, sendo

$$N = \sqrt{\frac{R_p}{R_c} - 1}$$

então:

$$N = \sqrt{\frac{50}{48} - 1} \Rightarrow N = 0,204$$

$$X_{\text{Carga}} = 48 \times 0,204 = 9,798 \Omega$$

$$L_5 = \frac{9,798}{2\pi \cdot 72,16 \times 10^6} = 2,16 \times 10^{-8} \text{H}$$

$$L_5 = 21,6 \text{nH}$$

ou

$$L_5 = 0,02 \mu\text{H}$$

$$X_{C3} = X_p = X_{\text{Carga}} = \frac{R_{\text{Carga}}}{N} = \frac{50}{0,204} = 245,1 \Omega$$

$$C_{\text{Carga}} = C_3 = \frac{1}{2\pi \times f \times X_{C3}} = \frac{1}{2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 245,1} = 8,99 \times 10^{-12} \text{F}$$

$$C_3 = 8,99 \text{pF}$$

ou

$$C_3 \cong 9 \text{pF}$$

Cálculo de C_4 , C_5 e L_6 , Supressores de RF

O supressor de RF da linha de alimentação é um F.P.B. projetado para cortar uma frequência bem abaixo da frequência de operação do amplificador. Fazendo-se a $f_{\text{corte}} = 1/16 \times f_{\text{operação}}$, o

filtro será capaz de atenuar em até 70dB o nível da corrente de RF presente na fonte de alimentação. Usando as seguintes equações temos:

$$C_4 = C_5 = \frac{16}{2\pi \times f_0 \times R_c} = 7,35 \times 10^{-10} \text{ F}$$

$$C_4 = C_5 = 735 \text{ pF} \quad \Rightarrow$$

$$L_6 = \frac{16 \times R_c}{2\pi \times f_0} = \frac{16 \times 48}{2\pi \times 72,16 \times 10^6} = 1,69 \times 10^{-6} \text{ H}$$

Choque de RF: $L_6 = 1,7 \mu\text{H}$

Cálculo do amortecedor de baixa frequência, R_a e C_6 .

O amortecedor de baixa frequência tem a finalidade de oferecer uma carga capaz de dissipar energia da baixa frequência, tornando-se impossível a ocorrência de oscilações de baixa frequência. O valor de R_a está relacionado com o valor de R_c pela seguinte equação: [17]

$$R_a = \frac{R_c}{3} \quad \Rightarrow \quad R_a = \frac{48}{3} \quad \Rightarrow \quad R_a = 16 \Omega$$

OBS.: R_a deve ser capaz de dissipar uma potência equivalente a 10% da potência de saída do amplificador que neste caso é, mais ou menos, 120mW. [17]

O Capacitor C_6 deve ser escolhido de maneira a eliminar possíveis oscilações de baixa frequência. Tipicamente, ele deverá possuir uma capacitância entre 2,2 μF e 47 μF . [17]

$$C_6 = \text{entre } 2,2 \mu\text{F} \text{ e } 47 \mu\text{F}$$

$$C_6(\text{usado}) = 10 \mu\text{F}$$

Conclusão:	Valores usados	
	$L_2 = 39 \text{ nH}$ ou $0,04 \mu\text{H}$	$C_3 = 9 \text{ pF}$
	$L_1 = 28,6 \text{ nH}$ ou $0,03 \mu\text{H}$	$C_4 = C_5 = 735 \text{ pF}$
	$L_3 = 0,5 \mu\text{H}$	$L_5 = 0,02 \mu\text{H}$
	$L_4 = 0,3 \mu\text{H}$	$L = L_4 + L_5 = 0,42 \mu\text{H}$
	$C_1 = 217,7 \text{ pF}$	$\Rightarrow L = 0,32 \mu\text{H}$
	$C_0 = 5 \text{ nH}$	$L_6 = 1,7 \mu\text{H}$
	$C_2 = 15,30 \text{ pF}$	$R_a = 16 \Omega (1/4 \text{ W})$

Obs.: Os valores dos capacitores usados normalmente foram medidos para frequências de no máximo 1MHz. Nesse caso devemos fazer a conversão, para saber qual é o valor do capacitor de 1MHz que corresponde aos valores acima determinados na frequência de 72MHz. Essa mudança deve-se às indutâncias parasitas dos terminais dos capacitores.

Segundo AN-791 (da Motorola) o $C_{Equiv.} = \frac{C}{1 + [(2\pi f)^2 + LC] \times 10^{-9}}$

onde

- C = Capacitância efetiva em pF
- L = Indutância parasita em nH
- f = Frequência em MHz

Como é difícil saber qual é a indutância parasita dos capacitores, usamos então capacitores variáveis, tendo como valor de referência o valor determinado pelo cálculo anterior. Um capacitor que varie de 10pF a 30pF, por exemplo, pode ser usado no lugar de $C_0=22pF$.

O capacitor que deve ser usado sempre é menor que o calculado, devido a indutância parasita, o que pode ser visto pela equação do CEquivalente.

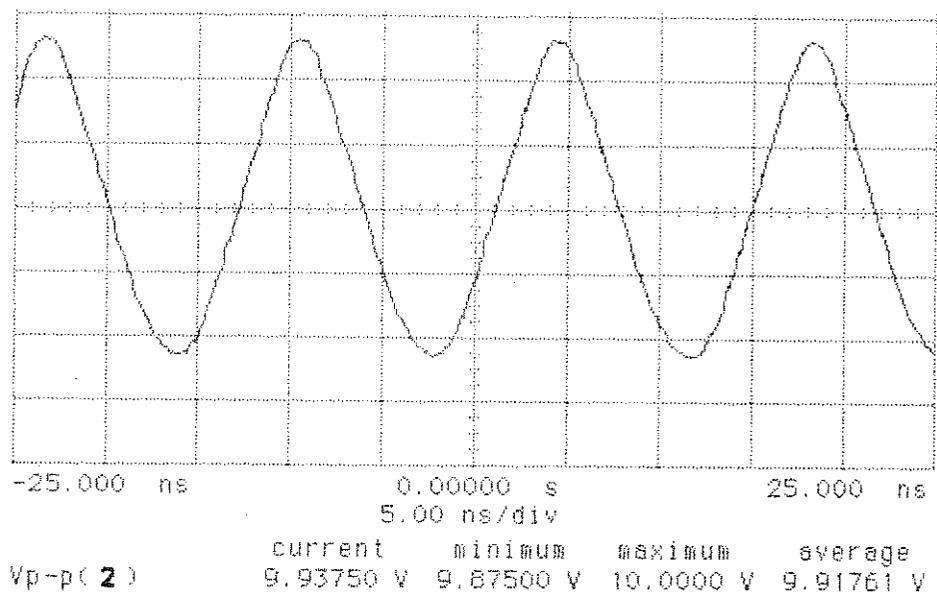


Fig. 40 - Sinal na Saída do Amplificador do Primeiro Estágio.

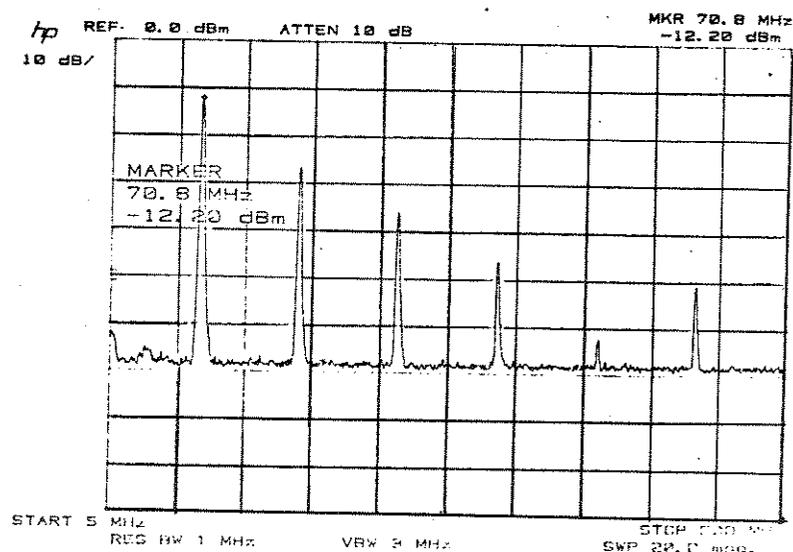


Fig. 41 - Espectro do Sinal na Saída do Amplificador do Primeiro Estágio.

IV.3.3.2-4 - Projeto do Segundo Estágio do Amplificador de Potência de RF [17]

IV.3.3.2.4-1 - Introdução

Este é o segundo e último estágio de amplificação do sinal de RF. Neste caso, a entrada deste estágio é casada com a saída do estágio anterior, e a sua saída, com a antena. Os circuitos de entrada e saída têm também como função aumentar a rejeição as harmônicas da portadora, isto é, funcionam como F.P.F..

Devemos ter, na entrada, cerca de 1 watt e, na saída, mais de 20 watts.

A figura 42 mostra o segundo estágio do amplificador de potência, juntamente com os circuitos de entrada e saída. Assim como o primeiro estágio, a polarização é em Classe C.

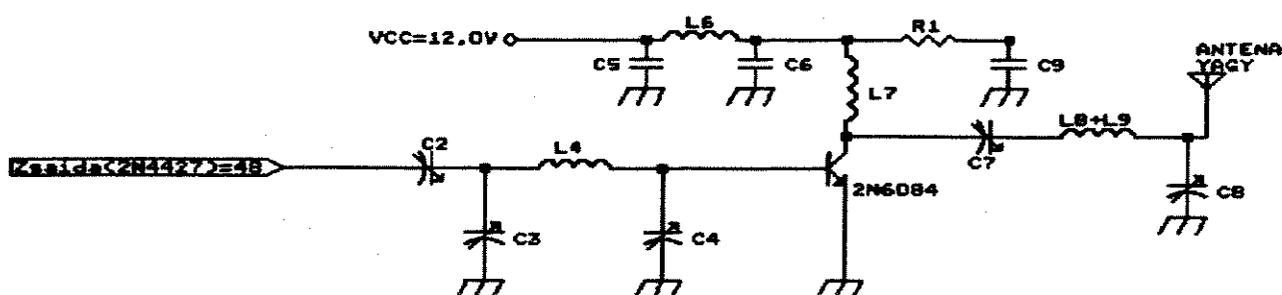


Fig. 42 - Segundo Estágio do Amplificador de Potência.

Na figura 42, o circuito formado por C5, L6 e C6 é o supressor de RF da linha de alimentação. É um F.P.B. projetado para cortar numa frequência bem abaixo da frequência de operação do amplificador.

O R1 e o C9 formam um circuito amortecedor de baixa frequência.

IV.3.3.2-4.2 - Cálculo dos componentes do circuito

Dados: Transistor 2N6084: $P_o \geq 20W$

$$f = 72,16MHz$$

$$R_{Source} = V_{cc}^2 / 2 \times P_o$$

$$R_L = 50\Omega \text{ (Antena)}$$

$$Z_{in} = 1,00 + j 0,75$$

$$Z_{out} = 2,88$$

$$V_{cc} = 12,0V$$

Saída 2N4427: $Z_{out} = 48,0$

$P_{out} \cong 1,5W$

a) Cálculo de C4:

C4 é o elemento compensador da base. Ele deve anular a parte indutiva da impedância de entrada Z_{in} que é +j0,75.

Fazendo a conversão série-paralela de Z_{in}, temos:

$$R_p = R_s \left[1 + \left(\frac{X_s}{R_s} \right)^2 \right] \Rightarrow R_p = 1 \left[1 + \left(\frac{0,75}{1} \right)^2 \right]$$

$$R_p = 1,5625\Omega$$

$$X_p = \frac{R_p}{X_p/R_s} \Rightarrow X_p = \frac{1,5625}{0,75/1}$$

$$X_p = 2,08\Omega$$

$$X_{C4} = -2,08 \text{ (é o conjugado de } X_p)$$

$$X_{C4} = - \frac{1}{-j \omega C_4} = -j 2,08 \Rightarrow C_4 = + \frac{1}{2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 2,08}$$

$$C_4 = 2,2\text{nF}$$

b) Cálculo de N: Utilizando-se da equação 46 do livro Telecomunicações página 310 [17]

$$R_s = 48,0\Omega$$

$$R = R_p = 1,5625\Omega$$

$$N = \sqrt{\frac{R_{\text{source}}}{R_p} - 1}$$

$$N = \sqrt{\frac{48,0}{1,563} - 1} \Rightarrow N = 5,45$$

c) Cálculo de L4

$$X_{L4} = N \cdot R_{\text{paralelo}} \Rightarrow X_{L4} = 5,45 \times 1,563$$

$$X_{L4} = 8,52\Omega$$

$$X_{L4} = \omega L_4 \Rightarrow L_4 = \frac{8,52}{2\pi \times 72,16 \times 10^6}$$

$$L_4 = 18,79\text{nH}$$

d) Cálculo de C3

$$X_{p \text{ do lado do gerador}} = XC_3 = X_p = \frac{R_p}{N}$$

$$\text{onde } R_p = R_{\text{Gerador}} = R_{\text{Source}} = 48,0 \Omega$$

$$N = 5,45$$

$$XC_3 = \frac{48,0}{5,45} \Rightarrow XC_3 = 8,8 \Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{W \times XC_3} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 8,8} =$$

$$C_3 = 250,4 \text{ pF}$$

e) Cálculo de C2 (capacitor de acoplamento)

$$\text{Adotando como regra prática } XC_2 = \frac{1}{20} R_G, \text{ temos:}$$

$$C_2 = \frac{20}{2\pi \times f \times R_{\text{Gerador}}} \Rightarrow C_2 = \frac{20}{2\pi \times 72,16 \times 10^6 \times 48,0} = 7,35 \times 10^{-10} \text{ F}$$

$$C_2 \cong 919 \text{ pF}$$

f) Cálculo de L7 (L7 é o RFC do coletor cuja reatância deve ser o menor possível. Tem como objetivo curto-circuitar a saída do transistor para frequências inferiores à de operação do amplificador, evitando-se com este procedimento, a possibilidade de oscilações parasitas em baixas frequências. Normalmente, a reatância do choque L7 deverá estar compreendida entre 3 e 7 vezes o valor de R). [17]

$$\text{Escolhendo } X_{L_7} = 5R, \text{ tem-se:}$$

$$\text{Dados: } Z_{\text{out}} = R = 2,88 \cong 3 \Omega$$

$$L_7 = \frac{X_{L_7}}{2\pi f} = \frac{5 \times 3}{2\pi \cdot 72,16 \times 10^6} = 33 \text{ nH}$$

$$L_7 = 33 \text{ nH}$$

g) Cálculo de C7 e L8 (casador de impedância do coletor)

$$Z_{\text{out}} = R = 2,88 \cong 3 \Omega$$

$$R_c = \frac{V_{cc}^2}{2P_o} = \frac{12,0}{2 \times 20} = 3,6 \Omega$$

$$Q_{\text{filtro}} \leq 10$$

$$\text{Tomando, } Q = 3, \text{ temos:}$$

$$L_8 \cong \frac{Q R}{2\pi f} = \frac{3 \times 3}{2\pi \cdot 72,16 \times 10^6} = 19,8 \text{ nH} \quad L_8 \cong 20 \text{ nH}$$

$$C_7 = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_8} = \frac{1}{(2\pi \times 72,16 \times 10^6)^2 \times 20 \times 10^{-9}} = 243,23 \text{ pF}$$

$$C_7 = 243 \text{ pF}$$

Obs.: L_8 e C_7 formam um filtro. $x_{L_8} = |X_{C_7}|$

h) Cálculo de L_9 e C_8

Dados:

$$R = 3\Omega$$

$$R_{\text{carga}} = 50\Omega$$

$$N = \sqrt{\frac{R_c}{R} - 1} = \sqrt{\frac{50}{3} - 1} \Rightarrow N \cong 4$$

$$X_{L_9} = X_s = R \cdot N = 3 \times 4 = 12\Omega$$

$$L_9 = \frac{X_{L_9}}{2\pi f_0} = \frac{12}{2\pi \cdot 72,16 \times 10^6} = 26,5 \text{ nH}$$

$$L_9 = 26,5 \text{ nH}$$

$$C_8 = C_p = ?$$

$$X_{C_8} = X_p = \frac{R_p}{N} = \frac{50}{4} = 12,5\Omega$$

$$C_8 = \frac{1}{2\pi f \times X_{C_8}} = \frac{1}{2\pi \cdot 72,16 \times 10^6 \times 12,5} = 1,764 \times 10^{-10} \text{ F}$$

$$C_8 = 176,4 \text{ pF}$$

Obs.: Do ponto de vista prático temos:

$$L = L_8 + L_9 =$$

$$= 19,8 + 26,5 = 46,3 \text{ nH}$$

$$L = 46 \text{ nH}$$

1) Cálculo do supressor de RF, C_6 , L_6 , C_5

O supressor de RF da linha de alimentação é um F.P.B.

projetado para cortar numa frequência bem abaixo da frequência de operação do amplificador. Fazendo-se a frequência de corte igual 1/16 da frequência do funcionamento, o filtro será capaz de atenuar em até 70dB, o nível da corrente na RF presente na fonte de alimentação. Os valores dos componentes utilizados no filtro são calculados pelas seguintes equações:

$$C_5 = C_6 = \frac{16}{2\pi \times f \times R} = 11,7 \text{ nF}$$

$$C_5 = C_6 \cong 12 \text{ nF}$$

$$L_6 = \frac{16 \times R}{2\pi f} = \frac{16 \times 3}{2\pi \cdot 72,16 \times 10^6} = 105,8 \text{ nH}$$

$$L_6 \cong 106 \text{ nH}$$

j) Cálculo do amortecedor de baixa frequência (R_1 e C_9)

O amortecedor de baixa frequência tem a finalidade de oferecer uma carga capaz de dissipar energia de baixa frequência, tornando impossível a ocorrência de oscilações de baixa frequência.

O R_1 é dado pela seguinte equação:

$$R_1 = \frac{R}{3} = \frac{3}{3} = 1 \Omega$$

$$R_1 = 1 \Omega$$

O capacitor C_9 escolhido tem a finalidade de impedir oscilações indesejadas de baixas frequências. Na prática escolhe-se capacitâncias entre 2,2 μ F e 47 μ F. Escolhi o seguinte valor:

$$C_9 = 10 \mu\text{F}$$

Conclusão:

Valores calculados:

$$C_2 = 928,66 \text{ pF} \cong 1 \text{ nF}$$

$$C_3 = 249 \text{ pF}$$

$$C_4 = 2,2 \text{ nF}$$

$$C_5 = 12 \text{ nF}$$

$$C_6 = 12 \text{ nF}$$

$$C_7 = 243 \text{ pF}$$

$$C_8 = 176,4 \text{ pF}$$

$$C_9 = 10 \mu\text{F}$$

$$L_4 = 18,5 \text{ nH}$$

$$L_6 = 106 \text{ nH}$$

$$L_7 = 33 \text{ nH}$$

$$L = L_8 + L_9 = 46 \text{ nH}$$

Obs.: Esse Segundo Estágio não foi implementado.

IV.3.4 - Projeto de dissipadores de calor dos transistores de potência de RF [9,10]

IV.3.4-1 - Introdução

Cada transistor de potência precisa de um dissipador de calor. Existem duas exigências técnicas que devemos tomar como condição para que o transistor de potência opere normalmente. Primeiro: o maior calor instantâneo dissipado na junção deve fluir através da impedância térmica para a mais alta temperatura ambiente que possa ocorrer, sem elevar a temperatura da junção acima do máximo permitido. Segundo: o circuito deve ser estabilizado para evitar avalanche térmica. O dissipador a ser projetado tem como função garantir as duas exigências térmicas acima citadas, permitindo uma longevidade ao transistor utilizado.

Existem vários métodos que asseguram longa vida ao transistor e que mostram como a alta temperatura (temperatura na junção) é o maior inimigo do transistor de potência. Tais métodos são basicamente o modo de montagem do transistor e algumas considerações sobre o circuito, que depois serão abordadas. Uma outra maneira de controlar a temperatura de junção do transistor, sem seguir os cálculos que determinam o dissipador a usar, é proceder da seguinte maneira:

1) Começar a aumentar lentamente a tensão da fonte de alimentação, monitorando continuamente a corrente do coletor.

2) Checar freqüentemente a temperatura do transistor e do dissipador, tocando com o dedo em cada um deles. Se o transistor ficar quente, insuportável, é porque temos um calor excessivo nele. Isso indica que o dissipador não tem uma área adequada, que a ligação térmica é imprópria ou que uma corrente excessiva flui no coletor. Para isso devemos verificar se os contatos do transistor com o dissipador estão bons e, caso isso se confirme, devemos trocar o dissipador por outro de maior área.

IV.3.4-2 - Procedimento do cálculo do dissipador [9,10]

Para o projeto do dissipador de calor, devemos ter em mãos as informações fornecidas pela "folha de dados" do fabricante. Nesses manuais do fabricante podemos ter as seguintes informações para o projeto do dissipador:

a) Um valor de segurança para θ_{g-c} (resistência térmica entre junção e encapsulamento).

b) Um valor de segurança para a constante de tempo de junção. Esse valor é definido como o tempo necessário para a temperatura da junção alcançar 63,2% do seu valor estável, se a temperatura do encapsulamento é mantida constante, e a dissipação de potência é aumentada bruscamente.

c) Uma temperatura máxima de operação da junção, $T_{j(max)}$. Esse valor $T_{j(max)}$ é considerado a maior temperatura admissível para

armazenagem, a menos que o fabricante especifique também esse último dado.

d) Uma máxima potência média de dissipação para um valor especificado da temperatura do encapsulamento ou do ar ambiente.

e) Curvas da degradação de potência em função da temperatura.

f) Existem outras curvas que às vezes são fornecidas pelo fabricante.

OBS.: Se não for dado o θ_{j-c} , podemos calculá-lo usando os dados dos itens c e d.

Na figura 43 mostra-se a resistência ao calor quando um transistor que dissipa uma potência constante estiver adaptado a um dissipador resfriado a ar.

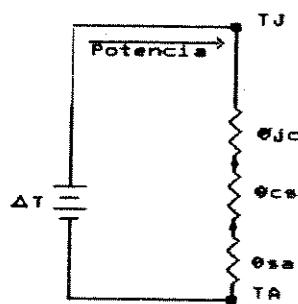


Fig. 43 - Resistência térmica de um transistor instalado no dissipador

Pela figura acima temos:

$$\Delta T_{J-A} = P \cdot \theta_T \quad (1)$$

$$\Delta T_{J-A} = T_{\text{junção}} - T_{\text{ambiente}} \quad (2)$$

$$\theta_T = \theta_{jc} + \theta_{CA} \quad (3)$$

onde

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (4)$$

De (1), (2) e (3) temos:

$$T_J = (\theta_{jc} + \theta_{CA}) P_D + T_A \quad (5)$$

O valor seguro para a máxima dissipação do coletor, para um transistor operando em temperatura ambiente, é dado pela seguinte equação:

$$P_{C(\max)} = \frac{T_{j(\max)} - T_A}{\theta_T} \quad (6)$$

onde:

$T_{j(\max)}$ = é a temperatura máxima segura.

θ_T = resistência térmica

De modo geral os fabricantes especificam $T_{j(max)}$ e θ ou $PC(max)$ para um ambiente particular (usualmente $25^{\circ}C$). Neste caso temos:

$$\theta_T = \frac{T_{j(max)} - 25^{\circ}C}{PC(max)}$$

No cálculo do dissipador precisaremos saber o valor do θ_{SA} . Este depende do tipo de material, do tipo de montagem, dimensões exatas, forma, espessura da superfície do contato e da cor do material. Mesmo conhecendo todos esses fatores, o θ_{SA} calculado é um valor aproximado.

No caso do dissipador usado ser retangular, a fórmula para o cálculo das dimensões do dissipador é:

$$\theta_{SA} = \frac{h}{K \cdot W \cdot L}$$

onde:

- h = a espessura do material
- W = a largura do material
- L = comprimento do material
- K = condutividade térmica do material

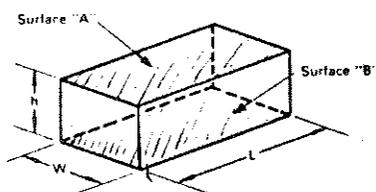
Para o caso do dissipador de forma toroidal, a fórmula para o cálculo das dimensões é:

$$\theta_{SA} = \frac{1}{K \pi x} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} \right)$$

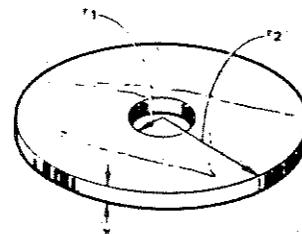
onde:

- x = espessura do material
- r1 = raio do menor comprimento
- r2 = raio do maior comprimento
- K = condutividade térmica do material

A figura 44 mostra os dois tipos de dissipadores acima mencionados.



(a) dissipador retangular



(b) dissipador circular (toroidal)

Fig. 44 - Dissipadores térmicos.

IV.3.4.2-1 - Cálculo do dissipador do transistor do primeiro estágio

Dados:

Transistor = 2N4427

$\theta_{JC} = 35^{\circ}\text{C/W}$

$\theta_{CS} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$ (é a resistência da pasta térmica)

$\theta_{JA} = 200^{\circ}\text{C/W}$ (Sem dissipador para $T_a = 25^{\circ}\text{C}$)

$\theta_{SA} = ?$

$P_{D(\text{Max})} = 3,5\text{W}$ para $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ e para cada 1°C P diminui de 20mW

$T_{J(\text{Max})} = 200^{\circ}\text{C}$

$$T_J = (\theta_{JC} + \theta_{CA}) P_D + T_A \quad (1)$$

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (2)$$

$$\theta_{CA} = \theta_{SA} = \frac{h}{K \cdot W \cdot L} \quad (3)$$

Supondo

$T_A = 45^{\circ}\text{C}$, temos

$P_{\text{derate}} = \Delta T \times 20 \times 10^{-3} \text{W}$

$\Delta T = 45^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C} = 20^{\circ}\text{C}$

$P_{\text{derate}} = 20 \times 20 \times 10^{-3} = 0,4\text{W}$

para $T_a = 45^{\circ}\text{C}$, temos, $P_{D(\text{max})} = 3,5 - 0,4 = 3,1\text{W}$

Supondo

$T_{J(\text{Max})} = 160^{\circ}\text{C}$

$$\theta_{CA} = \frac{160 - 45 - 35 \times 3,1}{3,1} = 2,09^{\circ}\text{C/W}$$

Tenho que usar um dissipador com:

$$\theta_{CS} + \theta_{SA} = 2,09^{\circ}\text{C/W}$$

com

$$\theta_{CS} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$$

temos,

$$\theta_{SA} = 2,09 - 1,5 = 0,6^{\circ}\text{C/W}$$

Para o tipo de dissipador que usamos temos:

$$\theta_{SA} = \theta_{SA_1} + \theta_{SA_2}$$

onde

$$\theta_{SA_1} = \frac{1}{K \pi x} \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1}$$

$$\theta_{SA_2} = \frac{h}{K W L} = \frac{h}{K A_T}$$

onde

$$A_T = 10A_1 + A_2$$

$$A_1 = LW$$

$$A_2 = L W_1$$

$$\theta_{SA} = \frac{1}{K \pi x (r_2 + r_1)} \frac{r_2 - r_1}{K A_T} + \frac{h}{K A_T} = 2,09^\circ\text{C/W}$$

$$A_T = \frac{\left(0,6 - \frac{0,1}{2,05 \times 3,14 \times 2 \times 0,8}\right) 2,05}{0,1} = 12,10$$

$A_T = 12,10\text{cm}^2$ é a área que o dissipador deve ter para manter a temperatura da junção igual a 160°C para termos uma resistência térmica $\theta_{SA} = 0,6^\circ\text{C/W}$.

Cálculo da área exposta do dissipador que usamos:

Dimensões do dissipador:

$$r_1 = 3,5\text{mm} = 0,35\text{cm}$$

$$r_2 = 4,5\text{mm} = 0,45\text{cm}$$

$$K = 0,49 \text{ cal/s cm } ^\circ\text{C} = 2,05\text{W/cm } ^\circ\text{C}$$

$$X = 2\text{cm}$$

$$L = 2\text{cm}$$

$$h = 1\text{mm} = 0,1\text{cm}$$

$$W = 3\text{mm} = 0,3\text{cm}$$

$$W_1 = 0,5\text{cm}$$

$$\text{OBS.: } 1\text{Ws} = 0,2388\text{cal}$$

Cálculo:

$$A_1 = L \times W$$

$$A_1 = 0,3 \times 2 = 0,6\text{cm}^2$$

$$A_2 = L \times W_1$$

$$A_2 = 0,3 \times 2 = 1,0\text{cm}^2$$

$$A_T = 10A_1 + A_2 = 7\text{cm}^2$$

Na realidade, a área exposta pelo dissipador que fica livre é $2A_T$, então:

$$A_T = 7\text{cm}^2 \Rightarrow A_{\text{exp}} = 2A_T = 2 \times 7\text{cm}^2 = 14\text{cm}^2$$

Esse valor de 14cm^2 que é maior que $12,1\text{cm}^2$, é uma área suficiente para dissipar o calor gerado pelo 2N4427 mantendo a temperatura da junção menor que 160°C que é uma temperatura menor que a máxima permitida que é de 200°C .

IV.3.4.2-2 - Cálculo do dissipador do transistor do segundo estágio

Dados:

Transistor 2N6084

$P_D = 80\text{W}$ para $T_A = 25^\circ\text{C}$

Para cada $+1^\circ\text{C}$, diminui-se $0,46\text{W}$

$T_{J(\text{max})} = 200^\circ\text{C}$ (transistor de silício)

$$\theta_{CJ} = 1,8 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$K = 0,49 \frac{\text{cal}}{\text{s} \cdot \text{cm} \cdot ^\circ\text{C}}$$

$h = 0,3 \text{ cm}$

Fórmulas:

$$T_J = (\theta_{JC} + \theta_{CA}) P_D + T_A \quad (1)$$

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (2)$$

$$\theta_{CA} \cong \theta_{SA} = \frac{h}{K W L} \quad (3)$$

Assim como no primeiro estágio, para efeito do cálculo tomamos $T_A = 45^\circ\text{C}$ e por isso:

$$P_{D(\text{max})} = P_D - \Delta T \cdot 0,46$$

$$\Delta T = 45^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C} = 20^\circ\text{C}$$

$$P_{D(\text{max})} = 80\text{W} - 20 \times 0,46\text{W} = 70,8\text{W}$$

Cálculo de θ_{CA}

De (1) e (2)

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} = \frac{T_J - T_A - \theta_{JC} P_{D(max)}}{P_{D(max)}} = \frac{200 - 45 - 1,8 \times 70,8}{70,8}$$

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} = 0,389^{\circ}\text{C/W}$$

Como não sei qual é o valor θ_{CS} , suponho $\theta_{CS} \cong 0$ e, então,

$$\theta_{CS} \cong 0 \Rightarrow \theta_{CA} \cong \theta_{SA} = 0,389^{\circ}\text{C/W}$$

Cálculo das dimensões do dissipador

$$W = \frac{h}{K \theta_{CA} \times L} = \frac{0,3\text{cm}}{0,49 \frac{\text{cal}}{\text{s} \cdot \text{cm} \cdot ^{\circ}\text{C}} \times 0,389 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \times L}$$

$$W = \frac{0,3 \text{ cm}}{0,1906 \frac{\text{cal}}{\text{W} \cdot \text{s} \cdot \text{cm}} \times L}$$

como $1\text{Ws} = 0,238845 \text{ cal}$, temos:

$$W = \frac{0,3 \text{ cm}}{\frac{0,1906}{0,238845} \frac{\text{cal}}{\text{cal} \times \text{cm}} \times L}$$

$$W = \frac{0,07165 \text{ cm}^2}{0,1906 \times L}$$

$$W = \frac{0,3759}{L} \text{ cm}^2$$

Para $L = 2\text{cm} \Rightarrow W = 0,1879\text{cm}$

Os valores de L e W acima não são exatos. O valor θ_{CS} usado no cálculo foi zero ($\theta_{CS}=0$). Na prática θ_{CS} é maior que zero, pois temos um isolante elétrico entre a carcaça e o dissipador. Por isso a área do dissipador usada será um pouco maior que o calculado. É um pouco maior porque, como sabemos, a temperatura T_A usada no cálculo foi de 45°C , o que implica num T_J maior. Como na prática a temperatura T_A é, de modo geral, bem menor, uma área só um pouco maior é suficiente. O uso da pasta térmica também contribui para diminuir o θ_{CS} . Portanto, L e W podem ser:

$$L = 5\text{cm}$$

$$W = 2\text{cm}$$

IV.3.5 - Procedimento de montagem do transistor de potência de RF do amplificador Classe C num dissipador térmico. Observações práticas sobre a montagem [12,14]

Existem vários tipos de montagem dependendo do invólucro do transistor de potência. Para o transistor de encapsulamento igual ao 2N4427 usado no primeiro estágio do amplificador, o dissipador é do tipo de uma coroa, que é colocado em contato com a carcaça. No caso do 2N6084, usado no segundo estágio de amplificação, o encapsulamento é do tipo S.O.E.. Por isso sua montagem num dissipador requer muito mais cuidado que a do 2N4427. Os métodos correto e incorreto de montagem num circuito, usando um dissipador térmico, são mostrados na figura 45. O dissipador deve ficar ligeiramente afastado da carcaça do transistor, que deve estar seguro, para poder assegurar uma boa transferência de calor. Coloca-se uma pasta térmica gordurosa de silicone no corpo do transistor, onde ele vai ficar em contato com o dissipador. Cada dissipador é separado do terra por meio de isolantes elétricos. Deve ser retirado o cobre da placa, no local onde vai passar o parafuso que segura o dissipador. Os transistores S.O.E. têm, devido ao tipo de encapsulamento, a vantagem elétrica de ter nos terminais (Strip line leads) baixa indutância e uma boa isolação do coletor para a base, o que é proporcionado pelos dois terminais emissores. Nesse caso devemos usar um bom dissipador que, como sabemos, deve ser formado de um material de alta condutividade térmica (K) e alto calor específico. Para que K seja alto, devemos assegurar um bom contato térmico entre o dissipador e o transistor e, por isso, devemos ter:

- a) A superfície do dissipador deve ser muito plana.
- b) Os buracos nos dissipadores não devem ter rebarba;
Devem ter tamanho certo.
Devem ficar perpendiculares à superfície do dissipador.
- c) Devemos usar a porca certa.
- d) Usa-se o torque especificado na folha de dados.

Para melhorar o contato térmico, usa-se uma camada muito fina da pasta térmica de silicone entre a superfície de montagem do transistor e o dissipador. Esta pasta ocupa o "gap" quando apertamos o parafuso que segura o transistor. Podemos ter um aumento da resistência térmica da ordem de $0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$, se o dissipador for mal montado. Devemos também tomar algumas considerações mecânicas ao montar o transistor no dissipador, pois procedimentos de montagem imprópria podem resultar na destruição do transistor. Por isso há algumas considerações de montagem que devemos seguir:

- a) Nunca devemos deixar sob pressão (tensão) a junção entre a tampa, que é formada de cerâmica, e o metal, que compõem o transistor.
- b) Não devemos jamais aplicar uma força no sentido vertical nos terminais do transistor em direção à tampa.

c) O buraco feito na placa do circuito impresso, onde irá passar o parafuso que segura o transistor, não deve ser estreito, pois mesmo que o parafuso passe por ele, pode ocorrer força de cisalhamento que irá atuar sobre os terminais do transistor.

d) Devemos deixar um espaço entre os terminais e a placa do circuito impresso quando o transistor estiver devidamente montado no dissipador.

e) Os terminais só devem ser soldados nas trilhas do circuito impresso, após estarem muito bem montado no dissipador.

f) Não devemos segurar os terminais do transistor, para prevenir rotações quando estivermos apertando a porca.

g) Para transistores S.O.E. que usam parafuso, não devemos exceder o máximo torque especificado na folha de dados. A maioria das informações citadas acima visam prevenir pressões sobre a interface metal-cerâmica no invólucro S.O.E., pois um projeto mecânico impróprio pode levar as junções metal-cerâmica a um "stress", resultando na destruição do transistor de potência. Para o transistor S.O.E. temos três tipos de junções metal-cerâmica que são:

- Junção das tampas com o disco de BeO,
- Junção dos terminais com o disco de BeO e
- Junção da flange ou porca com o disco de BeO.

Essas junções não devem ficar jamais sob pressão, porque, como já foi dito, podem romper, danificando assim o transistor.

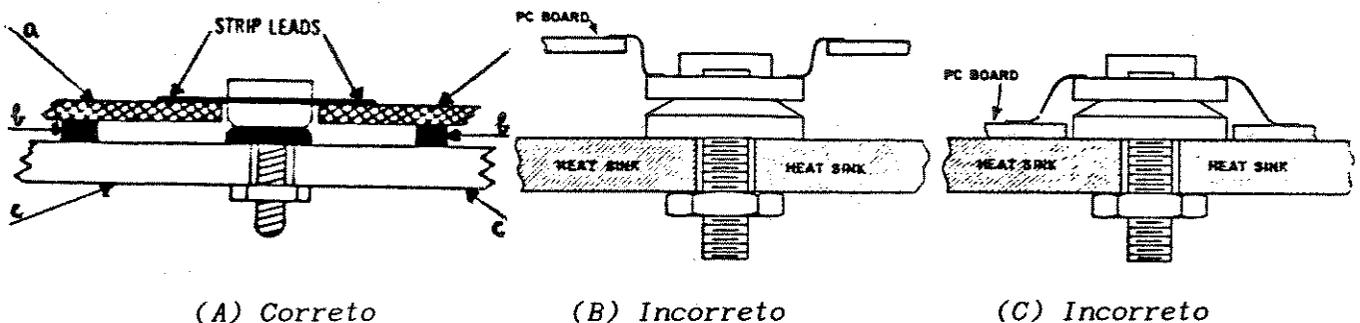


Fig.45 - Método de montagem correto e incorreto do transistor tipo S.O.E. de parafuso e porca próprio.

Legenda:

- a = placa do circuito impresso.
- b = isolante elétrico
- c = dissipador

Os dissipadores que podemos usar na montagem podem ser feitos por nós mesmos, os projetistas, desde que tenhamos disponíveis placas de alumínio. No caso de dissipadores de áreas muito grandes,

para diminuir seu tamanho, podem ser confeccionados no formato de "U" como, por exemplo, o da figura 46. São mais baratos e de fácil uso. Pela figura, vê-se perfeitamente que a unidade completa, mostrada na figura 46D, corresponde a uma sobreposição das unidades mostradas nas figuras 46C, 46B e 46A.

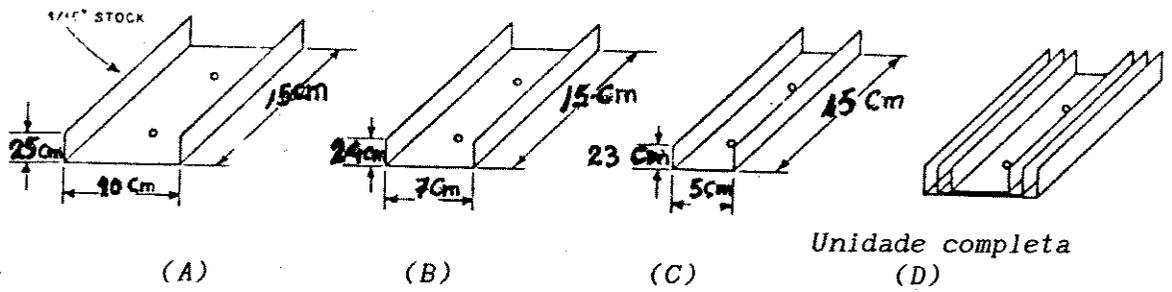


Fig. 46 - Detalhes de fabricação de um dissipador de alta potência

CAPÍTULO V

ANTENA

V.1 - Introdução

Define-se a antena [18] como uma região entre uma onda guiada numa linha de transmissão e uma onda no espaço-livre.

A antena é, sem dúvida, o elo mais importante em toda a cadeia de transmissão e recepção por ondas de rádio. É simplesmente impossível estabelecer qualquer ligação entre partes distantes sem uma boa antena. Existem vários tipos de antenas, dentre eles os tipos horizontal e vertical, assim como as antenas compostas que são destinadas a uma grande variedade de aplicações práticas. Serão apresentadas a seguir um estudo sobre as antenas especificando os tipos que são comumente usados nesta faixa de frequência, VHF. Tomando em conta as características do meu sinal e a distância que quero transmitir, será escolhido a antena que melhor se aplica à esse caso. Tomamos também em consideração a simplicidade da antena pois, de modo geral, são mais baratas.

V.2 - CARACTERÍSTICAS DE ANTENAS

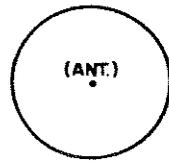
As características básicas de uma antena são:

- a) Diagrama de irradiação
- b) Ângulo de abertura ou largura de feixe
- c) Eficiência
- d) Diretividade
- e) Ganho
- f) Relação frente-costas
- g) Resistência de irradiação
- h) Largura de faixa
- i) Potência recebida.

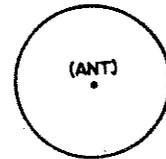
Como o objetivo de escolher uma antena que consiga eficientemente transmitir os dados para um receptor colocado a uma certa distância do transmissor, serão abordadas sucintamente cada uma das características acima citadas.

- **Diagrama de irradiação** é uma representação em coordenadas polares da intensidade de campo irradiada ou recebida por uma antena para todas as direções do espaço. Pode ser modificado de maneira a adaptar-se à finalidade para a qual a antena será utilizada. Se tivermos uma antena que irradia energia com a mesma intensidade em todas as direções, o diagrama de irradiação da antena seria uma esfera, em cujo centro estaria localizada a antena. A intensidade da energia irradiada (conhecida como a intensidade de campo) vai diminuindo à medida que a distância a partir da antena vai aumentando.

Temos dois tipos de diagrama de irradiação: vertical e horizontal. No caso da antena isotrópica citada acima, os dois diagramas são representados por dois planos circulares iguais. No espaço, o diagrama de irradiação seria uma esfera.



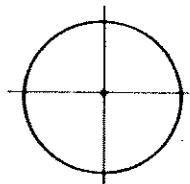
a) Vertical



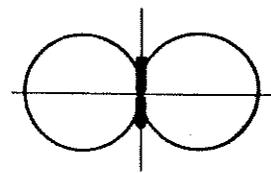
b) Horizontal

Fig. 47 - Diagrama de irradiação de uma antena isotrópica.

No caso da antena dipolo de meia onda temos:



a) Horizontal



b) Vertical

Fig. 48 - Diagrama de irradiação de um dipolo de meia onda.

- O ângulo de abertura ou largura de feixe é representado pelo diagrama horizontal e vertical. Ele é o ângulo formado pelos dois pontos onde o campo máximo cai 0,707 do seu valor máximo (-3dB), como mostra a figura 49. [26]

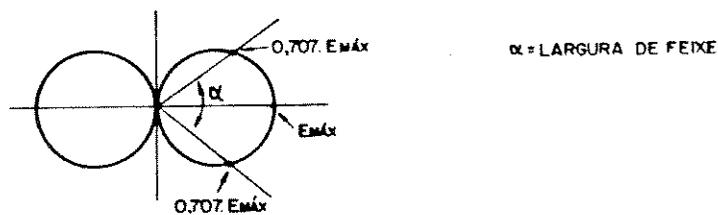


Fig. 49 - Ângulo de abertura ou largura do feixe.

No caso específico de uma antena isotrópica, como a irradiação é igual em todas as direções, a largura de feixe nesse caso é de 360° .

- A eficiência, por sua vez, é definida como a relação entre a potência realmente irradiada por uma antena e a potência a ela entregue pelo transmissor, como mostra a seguinte fórmula:

$$\eta = \frac{P_{\text{irradiada}}}{P_{\text{recebida}}} \quad (1)$$

- A **diretividade** é uma das propriedades mais importante de uma antena. É definida como a relação entre o campo irradiado pela antena em uma determinada direção e o campo que seria irradiado por uma antena isotrópica que recebesse a mesma potência. Para uma antena receptora, a diretividade é a propriedade de uma antena de captar melhor os sinais provenientes de uma direção do que de outra. A fórmula abaixo nos dá a diretividade de uma antena transmissora.

$$D = \frac{E}{E_{\text{ISO}}} \quad (2)$$

- O **ganho** de uma antena é também uma das propriedades mais importantes. Determina-se o ganho de uma antena, medindo-se a potência que é induzida nela por um sinal constante e dividindo-se essa potência pela que seria induzida em uma antena isotrópica, como é o caso, por exemplo, de um dipolo de meia onda, ressonante exatamente na frequência do sinal, em idênticas condições. O ganho também pode ser determinado através do produto da eficiência pela diretividade da antena, como mostra a fórmula:

$$G = \eta \cdot D \quad (3)$$

O ganho normalmente é dado em decibéis (dB). Conhecendo-se as potências anteriormente citadas e designando-as P_1 e P_2 , o ganho em dB é dado pela fórmula:

$$G(\text{dB}) = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad (4)$$

- A **relação Frente-Costas** é a outra característica da antena que relaciona a potência que é irradiada em uma direção predominante e aquela irradiada no mesmo eixo, porém de direção oposta. Normalmente é expressa em dB pela relação:

$$\text{RFC} = 10 \cdot \log \frac{P_F}{P_C} \quad (5)$$

A figura 50 mostra como determinar a direção predominante de irradiação e a RFC.

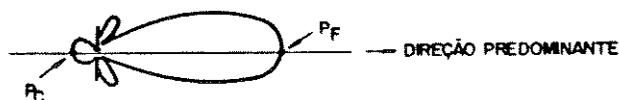


Fig. 50 - Determinação da RFC.

- Resistência de irradiação (R_A) é uma característica importante para que possamos estabelecer o casamento de impedâncias da antena com a linha de transmissão e também para determinar a potência irradiada pela antena. Na realidade a antena tem uma impedância mas, de modo geral, a parte reativa é desprezível e, por isso, só o R_A . A fórmula que dá a potência irradiada pela antena é:

$$P_I = R_A \cdot \frac{I_P^2}{2} \quad (6)$$

Onde: P_I = Potência irradiada

I_P = corrente de pico ao longo da antena

- A largura de faixa de uma antena é a faixa de frequência na qual a antena pode operar satisfatoriamente sem alterar as suas características mais importantes como, por exemplo, a diretividade e o ganho.

- A potência recebida (P_R) por uma antena receptora de ganho G_R , se considerarmos uma antena transmissora de ganho G_T e uma potência de transmissão P_T , é dada pela equação de Friis:

$$P_R = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad \text{ou} \quad P_R = \frac{E_R^2}{120\pi} \quad (7)$$

Onde: λ = comprimento da onda do sinal

d = distância entre as antenas

V.3 - TIPOS DE ANTENAS [4,26]

As antenas abrangem um campo tão vasto de aplicações, que se poderia escrever um livro inteiro somente para descrever seus usos. Temos dois tipos básicos de antenas que são as Antenas Horizontais como, por exemplo, a antena dipolo, e as Antenas Verticais como, por exemplo, a antena monopolo. A antena vertical é de uso muito difundido. Um caso típico é a antena Marconi que é usada em muitos tipo de unidades móveis, porque permite a transmissão e recepção em todas as direções. Para a faixa de VHF temos antenas receptoras como a Yagi, o refletor de canto e a log-periódica. Nesta faixa de VHF pode-se usar uma antena transmissora monopolo ou dipolo. Para isso é preciso que o sinal irradiado chegue à antena receptora que está a uma distância d do receptor, como mostra a equação do Friis (7).

A antena Yagi é muito usada na recepção de sinais de VHF por ser diretiva e ter alto ganho. Ela utiliza os elementos parasitas denominados refletores e diretores, que têm com função aumentar o ganho e a relação Frente-Costas, diminuindo a largura do feixe. O refletor é colocado atrás do dipolo principal, funcionando como atenuador das ondas incidentes pelas costas e os diretores são colocados à frente do dipolo, distanciados de forma a somar as fases dos campos, aumentando assim a diretividade da antena. A figura 51

mostra como é constituído, por exemplo, uma antena Yagi de 6 elementos.

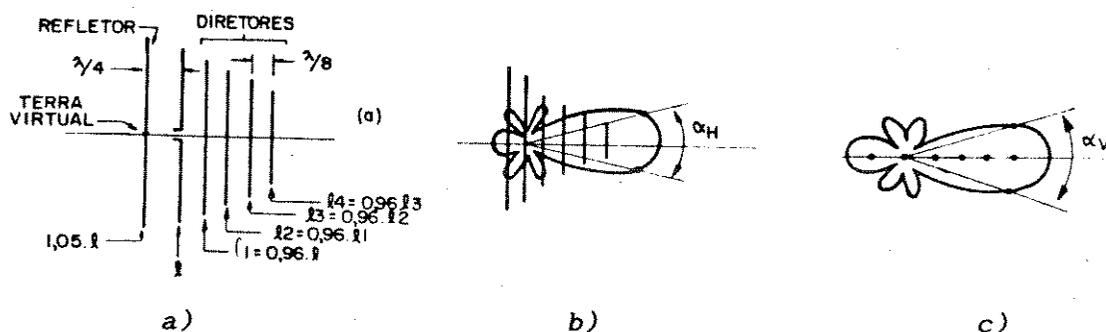


Fig. 51 - a) Yagi de 6 elementos.
 b) Diagrama de irradiação horizontal.
 c) Diagrama de irradiação vertical.

No caso de querermos uma Yagi com ganho maior e largura de feixe menor, podemos associar duas antenas Yagi. Essa associação pode ser feita empilhando as antenas ou colocando-as lado a lado. Feito isso teremos um diagrama de irradiação com as características de diretividade e relação frente-costas superiores a uma única Yagi. A seguir temos uma tabela resumindo as características da Yagi.

Antena	G(dbi)	RFC	α_H	α_V	Larg. Faixa
c/ 1 Diretório	2,55	5:1	95°	160°	42MHz
c/ 2 Diretórios	3,00	6:1	90°	145°	42MHz
c/ 8 Diretórios	6,53	20:1	37°	80°	6MHz
c/ 1 diretório empilhada	5,56	5:1	95°	65°	42MHz
c/ 8 diretórios lado a lado	9,54	20:1	23°	80°	6MHz

Tabela 3 - Resumo das características de antenas Yagi [26]

Assim como a Yagi, antenas com refletores de canto são muito usadas em VHF, como é o caso do diedro. Para aumentar a diretividade e a relação frente-costa, usam-se elementos parasitas como o refletor, mas pode-se aumentar a eficiência da reflexão, e com isso uma melhoria nas características acima citadas do diagrama de irradiação, através do uso de planos refletores ao invés de simples condutores. Neste caso a distância do elemento irradiante à superfície e a forma desta determinam as características de irradiação e a impedância do conjunto.

Como se pode ver na figura 52, a superfície refletora não é contínua. Deves manter o espaçamento entre as varetas que constituem

a superfície refletora menor que $\lambda/10$, para que possa haver reflexão pois, para fins práticos, essa superfície é considerada contínua. A vantagem do diedro é que ela é mais barata e, além disso, não tem grandes problemas com a resistência ao vento.

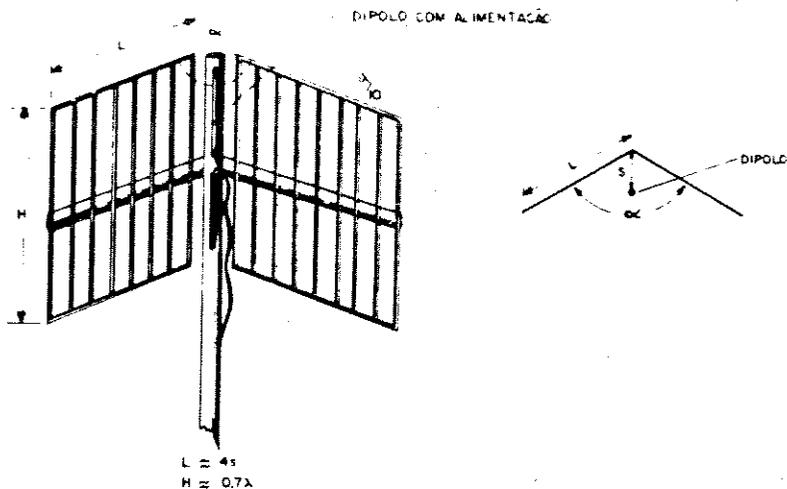


Fig. 52 - Diedro [5].

As características do diedro são determinadas pelo ângulo α entre as superfícies refletoras e a distância s do dipolo ao vértice. Normalmente se usa como elemento irradiante o dipolo de meia onda, sendo a altura H das varetas não inferior à $0,7\lambda$ e a largura L das superfícies, iguais a 4 vezes a distância s . Dependendo dos valores de α , s e da relação s/λ , temos um determinado ganho e impedância de irradiação, como se vê na figura 53.

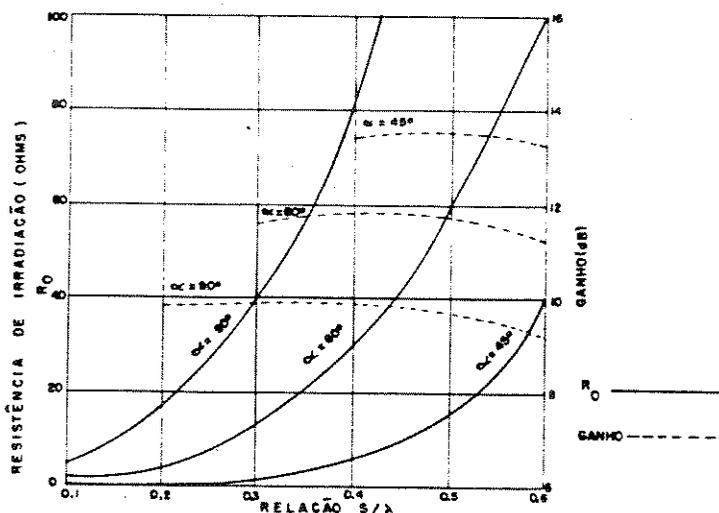


Fig. 53 - Ganho e impedância do diedro [5].

A antena Log-Periódica é também muito usada em VHF, geralmente para faixas muito largas. Por isso não nos interessa, pois queremos uma antena de faixa estreita.

V.4 - PROCEDIMENTO DE CÁLCULO PARA ESCOLHA DA ANTENA TRANSMISSORA

Dados: $f = 72,16\text{MHz}$

$$d = 10\text{Km} = 1,0 \cdot 10^4\text{m}$$

$$P_T = 20\text{W}$$

$$P_R = -40\text{dBm}$$

$$G = G_R \cdot G_T = ?$$

$$\text{Fórmulas: } P_R = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R}{(4 \pi d)^2} \cdot \lambda^2 = \frac{E_R^2}{120\pi}$$

$$\lambda \text{ (m)} = \frac{300\text{m}}{f \text{ (MHz)}}$$

Cálculo:

$$P_R = \frac{20 \cdot G}{(4\pi \cdot 1,0 \times 10^4)^2} \cdot \left(\frac{300}{72,16} \right)^2$$

mas:

$$P_R = -40 \text{ dBm} = 10 \log \frac{P_R}{1,0 \times 10^{-3}}$$

$$-4 = \log \frac{P_R}{1,0 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow 10^{-4} = \frac{P_R}{1,0 \times 10^{-3}} \Rightarrow$$

$$P_R = 1,0 \times 10^{-3} \times 10^{-4} \text{W} \Rightarrow P_R = 1,0 \times 10^{-7} \text{W}$$

então:

$$1,0 \times 10^{-7} = \frac{20 \cdot G}{(4\pi \cdot 10000)^2} \times \left(\frac{300}{72,16} \right)^2$$

$$G = \frac{1,0 \times 10^{-7} \times (4\pi \times 1,0 \times 10^4)^2 \times 72,16^2}{20 \times (300)^2} = 4,568$$

Quero $G = G_R \cdot G_T = 4,568$

Para uma Yagi com 8 diretórios, temos: $G_T = 6,53\text{dBi} = 4,497$

Tomando $G_R \cong 1$ (antena receptora monopolo), temos:

$$G = G_R \cdot G_T = 1 \cdot 4,497 = 4,497$$

O campo na antena neste caso é:

$$P_R = \frac{E_R^2}{120\pi} \Rightarrow E_R = \sqrt{120\pi P_R} = \sqrt{120\pi \times 1,0 \times 10^{-7}}$$

$$E_R = 6,13\text{mV/m}$$

CONCLUSÕES

As duas antenas escolhidas satisfazem a condição $G = G_R \cdot G_T = 4,497$. Nesta condição o sinal transmitido a 10Km da antena receptora é facilmente detectada pelo receptor. A antena receptora escolhida foi o monopolo porque há transmissores em diversos pontos e, por ser o monopolo uma antena onidirecional se adequa melhor a esta situação. A antena transmissora usada foi Yagi por ser uma antena diretiva muito usada em VHF. Foi tomada como referência uma potência P_R de -40dBm. Este valor de P_R permite que o receptor seja de fácil construção, isto é, de boa relação sinal ruído. Valores de P_R de, por exemplo, -60dBm, -70dBm, implicam em receptores muito mais sensíveis e, portanto, de difícil construção e obviamente mais cara. A transmissão usada é em visibilidade, isto é, antena transmissora vendo a antena receptora. Para essa potência P_R de -40dBm, o campo ao redor da antena receptora é mais ou menos 6,13mV/m. No cálculo das antenas, usamos o valor de $P_R = 20\text{W}$, embora na prática devamos ter um pouco mais. Por causa disso as perdas durante a transmissão são compensadas e o resultado teórico deve refletir a realidade, isto é, deve estar dentro do esperado.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

CONCLUSÕES

Neste trabalho foram apresentados o projeto e os resultados da implementação de um rádio transmissor para operar em 72MHz, modo ASK-binário, visando aplicações em sensoriamento remoto.

Após uma breve resenha sobre os vários tipos de osciladores senoidais, foi apresentado o procedimento de cálculo que levou ao dimensionamento do oscilador Butler Seguidor de Emissor adotado no projeto do transmissor. O circuito resultante foi montado, caracterizado e seu desempenho confirmou as expectativas: um oscilador senoidal de baixa distorção, apresentando a componente fundamental em 72,16MHz, com amplitude de 887,5mVpp e alta rejeição à fonte.

A escolha do tipo de modulação para a transmissão de sinais digitais levou em conta, principalmente a facilidade de implementação do circuito modulador, uma vez que sob o ponto de vista de confiabilidade de transmissão, ruído e eficiência, há pouca diferença entre os modos ASK, FSK e PSK. Uma discussão sobre estes aspectos preenche o capítulo III.

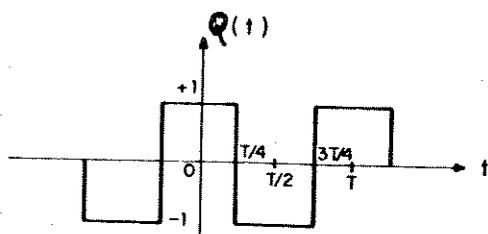
Com a argumentação sobre o tipo de modulador já devidamente apresentada, foi mostrado o circuito adotado para a sua implementação que, também, confirmou as expectativas. A montagem experimental, em placa de circuito impresso, mostrou que o circuito pode operar com taxa de transmissão de até 1 Mbits/s. Neste mesmo capítulo, além do circuito modulador adotado, foi apresentado um outro circuito cujo desempenho não foi satisfatório devido a um exagerado retardo na partida do oscilador.

Na seqüência, foi apresentado o procedimento de cálculo para os dimensionamentos do pré-amplificador e do amplificador de potência classe-C de dois estágios, incluindo polarização e definição de ganho na freqüência de interesse. O pré-amplificador, que utiliza um transistor bipolar, operando em emissor comum, apresentou um ganho de 10,8 em 72MHz, permitindo um bom acoplamento com o amplificador de potência. O primeiro estágio deste amplificador foi montado juntamente com os demais elementos do transmissor e apresentou resultados satisfatórios embora um pouco aquém do que era esperado em termos de potência de saída: a potência medida na saída do primeiro estágio do amplificador foi de 163mW, enquanto, teoricamente deveríamos ter obtido cerca de 1Watt. Mesmo se tratando de uma freqüência relativamente baixa, a questão do casamento de impedâncias é fator dominante na discrepância encontrada. Mesmo assim, o sinal obtido tem nível suficiente para excitar um segundo estágio de ganho e permitir uma transmissão aceitável.

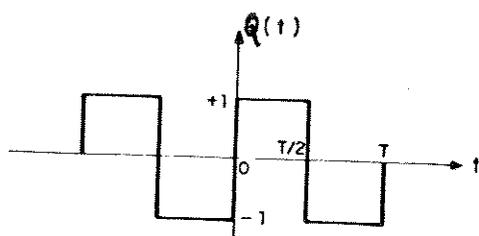
O segundo estágio de ganho não foi montado, porém todo o dimensionamento foi apresentado na seqüência do texto, assim como considerações sobre o tipo de antena a ser utilizada.

Recomendações para a melhoria do transmissor até o ponto em que foi implementado e caracterizado, incluem a inserção de um filtro passa-banda centrado em 72,16MHz após o estágio de amplificação e uma investigação mais profunda sobre as razões da discrepância entre potência obtida e calculada no primeiro estágio do amplificador de potência.

APÊNDICE



desenvolver em coseno



desenvolver em seno

$$Q(t) = \begin{cases} 1 \text{ p/} & 0 < t \leq t = T/2 \\ -1 \text{ p/} & T/2 < t \leq T \end{cases}$$

$$W = 2\pi/T$$

Fórmula geral de $Q(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos Wnt + b_n \sin Wnt)$

onde $0 < t < T$

$C_0 = 0$ dada pela equação $C_0 = 1/T \int_0^T Q(t) \cdot dt$

$a_n = 0$ dada pela equação $a_n = 2/T \int_0^T Q(t) \sin Wnt \, dt$
(onde $n = 1, 2, \dots, \infty$)

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{se } n = \text{par} \\ 4/n\pi & \text{se } n = \text{ímpar} \end{cases}$$

onde $C_0, a_n, b_n =$ coeficientes de Fourier

$$W_n = nW = 2\pi f_n = 2\pi n f$$

$W_n =$ frequência angular da n^{a} harmônica

$f =$ frequência da fundamental

$f_n =$ frequência da n^{a} harmônica

$$Q(t) = \frac{4}{\pi} \left(\sin Wt + \frac{\sin 3Wt}{3} + \frac{\sin 5Wt}{5} + \dots \right)$$

Como $E_m(t) = E_o \cos W_o t + E_o \cos W_o t \cdot m_a \cdot Q(t)$, temos:

$$E_m(t) = E_o \cos W_o t + E_o \cos W_o t \cdot m_a \cdot \frac{4}{\pi} \left(\sin W t + \frac{1}{3} \sin 3W t + \frac{1}{5} \sin 5W t + \dots \right)$$

$$E_m(t) = E_o \cos W_o t + \frac{4m_a E_o}{\pi} \sin W t \cdot \cos W_o t + \frac{4m_a E_o}{3\pi} \sin 3W t \cdot \cos W_o t + \frac{4m_a E_o}{5\pi} \sin 5W t \cdot \cos W_o t + \dots$$

como

$$\begin{aligned} \sin(a+b) &= \sin a \cdot \cos b + \sin b \cdot \cos a \\ \sin(a-b) &= \sin a \cdot \cos b - \sin b \cdot \cos a \\ \hline \sin(a+b) + \sin(a-b) &= 2 \sin a \cdot \cos b \quad \Rightarrow \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \sin a \cdot \cos b = \frac{\sin(a+b) + \sin(a-b)}{2}$$

$$a = W t \quad b = W_o t \quad \Rightarrow \quad a+b = (W + W_o)t$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow E_m(t) &= E_o \cos W_o t + 2 \frac{m_a E_o}{\pi} \left[\sin (W+W_o)t + \sin (W-W_o)t \right] + \\ &+ \frac{2m_a E_o}{3\pi} \left[\sin (3W+W_o)t + \sin (3W-W_o)t \right] + \\ &+ \frac{2m_a E_o}{5\pi} \left[\sin (5W+W_o)t + \sin (5W-W_o)t \right] + \dots \quad \text{é sinal BASK} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_m(t) = & E_0 \cos \omega_0 t + \frac{2m_a E_0}{\pi} \sin (\omega + \omega_0) t + \frac{2m_a E_0}{\pi} \sin (\omega - \omega_0) t + \\
& + \frac{2m_a E_0}{3\pi} \sin (3\omega + \omega_0) t + \frac{2m_a E_0}{3\pi} \sin (3\omega - \omega_0) t + \\
& + \frac{2m_a E_0}{5\pi} \sin (5\omega + \omega_0) t + \frac{2m_a E_0}{5\pi} \sin (5\omega - \omega_0) t + \dots
\end{aligned}$$

No nosso caso, $f_0 = 72,16$ MHz; então $\omega_0 = 2\pi f_0 = 4,5 \cdot 10^8$ rad/s

Como se pode ver na expressão final de $E_m(t)$, temos o espectro já representado na figura 14b.

BIBLIOGRAFIA

01. Parzen, Benjamin - Design of Crystal and Other Harmonic Oscillators. New York, John Wiley & Sons, 1983, 445p.
02. Frerking, Marvin E. - Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation. New York, Van Nostrand Reinhold Company, 1978, 240p.
03. Matthys, Robert J. - Crystal Oscillator Circuits. New York, John Wiley & Sons, 1983.
04. Barradas, O. e Ribeiro, Marcelo - Sistemas Analógico-Digitais. 1ª Edição, Rio de Janeiro, Embratel/Livros Técnicos e Científicos S/A, 1980.
05. Barradas, O. e Silva, Gilberto - Sistemas Radiovisibilidade. 2ª Edição, Rio de Janeiro, Embratel/Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda., 1978.
06. DeMaw, Doug e Hayward, Wes - Solid State Design for the Radio Amateur. Publicação número 31, Editora American Radio Relay League Inc., 1977, 256p.
07. Walston, Joseph A. e Miller, John R. - Projeto de Circuitos com Transistores. Rio de Janeiro, Guanabara Dois, 1979, 506p.
08. Frerking, Marvin e DeMaw, Doug - Practical RF Communications Data for Engineers & Technicians. First Edition, Indianápolis, Indiana 46268, 1978, 254p.
09. Danley, Lou - Mounting Stripline - Opposed-Emitter (SOE) Transistors - AN555 - Motorola Inc., 1990.
10. Roehr, Bill - Mounting Considerations for Power Semiconductors - AN1040 - Motorola Inc., 1990.
11. Becciolini, B. - Impedance Matching Networks Applied to RF Design Power Transistors - AN721 - Motorola Inc., 1990.
12. Granberg, H.O. - Good RF Construction Practices and Techniques AR164 - Motorola Semiconductors Products Inc., Phoenix, Arizona.
13. Granberg, H.O. - A Simplified Approach to VHF Power Amplifier Design - AN791 - Motorola Inc., 1990.
14. Swanson, Harry - Mounting Techniques for Powermacro Transistor - AN938 - Motorola Inc., 1990.
15. Hepp, Vara e Gaylord - Power Transistors and Thyristors - AN4124 - RCA.
16. Lenk - Handbook of Simplified Solid-State Circuit Design.
17. Nascimento, Juarez - Telecomunicações. Primeira Edição, Rio de Janeiro, McGraw-Hill do Brasil Ltda., 1992, 512p.
18. Kraus, John D. - Antenas. Rio de Janeiro, Guanabara Dois, 1983, 516p.

19. Balanis, Constantine A. - Antenna Theory Analysis and Design. New York, John Wiley & Sons, 1982, 790p.
20. L. Krauss, C.W. Bostian e F.M. Raab - Solid State Radio Engineering. New York, John Wiley & Sons, 1980, 534p.
21. Motorola - Motorola RF Device Data, volume II. Sixth Edition, Motorola Inc., 1990.
22. Parzen, Benjamin - Design of Crystal and Other Harmonic Oscillators. New York, John Wiley & Sons, 1983, 445p, vide Eq. 2.83
23. Lathy - Sistemas de Comunicação. New York, John Wiley & Sons, 1968.
24. Carlson - Communication Circuit Design, New York, John Wiley & Sons, 1979.
25. Manual do Fabricante do Transistor BSX20 - Philips - livro S3.
26. Gomes, Alcides Tadeu - Telecomunicações, Erica, 3^a edição, 1987, 457p.
27. Dado fornecido pelo fabricante - Rádio Cristais do Brasil S.A. - Rio de Janeiro.