



OSCILADOR CONTROLADO A VOLTAGEM ESTABILIZADO POR DISCRIMINADOR

por

Eduardo Whitaker Bergamini

LAFE - 116

Setembro, 1969

TESE APRESENTADA COMO PARTE DOS REQUISITOS
PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM CIÊNCIAS

PR — Conselho Nacional de Pesquisas
Comissão Nacional de Atividades Espaciais
São José dos Campos — SP — Brasil

OSCILADOR CONTROLADO A VOLTAGEM
ESTABILIZADO POR DISCRIMINADOR

por
Eduardo Whitaker Bergamini

LAFE-116
Setembro, 1969

TESE APRESENTADA COMO PARTE DOS REQUISITOS
PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM CIÊNCIAS

PR - Conselho Nacional de Pesquisas
Comissão Nacional de Atividades Espaciais
São José dos Campos - SP - Brasil



PRESIDÊNCIA DA REPÚBLICA
CONSELHO NACIONAL DE PESQUISAS
COMISSÃO NACIONAL DE ATIVIDADES ESPACIAIS
São José dos Campos - Estado de São Paulo - Brasil

OSCILADOR CONTROLADO A VOLTAGEM
ESTABILIZADO POR DISCRIMINADOR

por
Eduardo Whitaker Bergamini

Este relatório contém elementos do programa de pesquisas da
CNAE e sua publicação foi autorizada pelo abaixo assinado,

Fde Mendonça
Fernando de Mendonça
Diretor Científico

SUMÁRIO

Dois requisitos básicos para um modulador de frequência dizem respeito à linearidade e à estabilidade. Este trabalho aborda os problemas envolvidos ao se realimentar negativamente um oscilador controlado a voltagem através de um discriminador, que visa melhorar a estabilidade e a linearidade desse mesmo oscilador. Devemos frisar, que diante do pouco tempo disponível para este estudo não tivemos a pretensão de realizar um dispositivo prático. O trabalho visa estudar o projeto do sistema, e em particular, os problemas relativos à malha de realimentação que é sensivelmente intrincada. Os problemas relativos à estabilidade térmica não foram considerados, e em consequência disso, o modulador construído é consideravelmente afetado por esse efeito indesejável, embora a deriva seja sensivelmente reduzida com a realimentação. A tarefa fundamental de investigar a realimentação do sistema, foi, no entretanto, satisfeita. Foi possível concluir, baseando-nos em ajustes práticos, com um ganho de malha de 13 dB que a distorção da modulação pode ser reduzida em 81%. Na prática, essa melhoria da distorção é menor, devida a não-linearidade dos amplificadores a circuitos integrados utilizados. Ao se desejar uma linearidade adequada é sem dúvida necessário que certos componentes chave do sistema tenham boa linearidade. Neste trabalho utilizamos circuitos integrados que pouco satisfazem este último requisito, sendo que, dentro do tempo disponível não foi possível importá-los. Por esta última razão, o bom desempenho, teórico, esperado do sistema não pôde ser obtido na prática.

ÍNDICE

SUMÁRIO.....	1
<u>CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO AOS OSCILADORES CONTROLADOS A VOLTAGEM.....</u>	<u>2</u>
1.1. Moduladores de frequência - Tipos.....	2
1.2. O VCO e osciladores de sub-portadora (SCO).....	6
1.2.1. Introdução.....	6
1.2.2. SCO controlado por resistência.....	7
1.2.3. Oscilador controlado por indutância.....	8
1.2.4. Oscilador controlado por voltagem.....	9
1.2.5. VCO de desvio de fase.....	10
1.2.6. VCO de reatância variável.....	11
1.2.7. Oscilador controlado por corrente (CCO).....	12
1.2.8. VCO com ponte de Wien compensada.....	14
1.3. Introdução aos demoduladores.....	15
1.3.1. Demodulador tipo Foster-Seeley (Phase Shift Discriminator).....	17
1.3.2. Demodulador "detetor de relação".....	19
1.3.3. Demodulador tipo "Phase Locked".....	20
1.3.4. Demodulador "integrador de pulsos" (Pulse Averaging Demodulador).....	22
1.3.5. Discriminadores de sub-portadoras.....	24
1.4. Osciladores de sub-portadoras (SCO), VCO e padrões IRIG de TLM..	25
1.4.1. Introdução.....	25
1.4.2. Canais de sub-portadoras.....	26
<u>CAPÍTULO II - INTRODUÇÃO AO SISTEMA PROPOSTO PARA O DSVCO.....</u>	<u>29</u>
2.1. Considerações gerais - Diagrama de blocos.....	29
2.2. Especificações típicas de um SCO.....	33
<u>CAPÍTULO III - PROJETO E SÍNTESE DO SISTEMA.....</u>	<u>35</u>
3.1. Introdução ao VCO astável.....	35
3.1.1. Cálculo do VCO.....	35
3.2. Introdução ao demodulador dobrador de pulsos e integrador.....	44
3.2.1. Projeto do demodulador.....	44
3.3. Considerações sobre os amplificadores D.C. e os operacionais....	55
3.3.1. Esquema dos circuitos e características.....	67
3.4. Filtro passa-banda de saída.....	75
3.5. Fontes de tensão.....	77

<u>CAPÍTULO IV - TESTES - FINALIDADES.....</u>	79
4.1. Curva de calibração do VCO - Linearidade.....	79
4.2. Curva de calibração do discriminador/OP2 - Linearidade.....	81
4.3. Ajuste de polarização e ganho em malha aberta.....	82
4.4. Levantamento dos gráficos de Bode (ganho e fase) e Nyquist.....	83
4.4.1. Introdução.....	83
4.4.2. Obtenção de e_{tv} ; característica do filtro de compensação de entrada e da defasagem em malha aberta.....	85
4.4.3. Obtenção de e_{-v} ; característica do filtro RC discriminador.....	86
4.4.4. Obtenção de dados para os gráficos de Bode(ganho)e de Nyquist...	87
4.5. Característica do DSVCO em malha aberta.....	88
<u>CAPÍTULO V - ANÁLISE EXPERIMENTAL DO SISTEMA.....</u>	89
5.1. Diagramas de calibração, ganho e fase típicos. Compensações.....	89
5.2. Limites práticos de estabilidade. Distorção e deriva.....	109
5.3. Estimativa da potência de consumo. Componentes. Montagem.....	111
<u>CAPÍTULO VI - ANÁLISE TEÓRICA DO SISTEMA.....</u>	113
6.1. Funções de transferência.....	113
6.2. Considerações sobre distorção, ruído e deriva.....	114
6.3. Critério para estudo da estabilidade.....	116
<u>CAPÍTULO VII - ESQUEMA COMPLETO DO CIRCUITO - OBSERVAÇÕES.....</u>	119
<u>AGRADECIMENTO.....</u>	121
<u>REFERÊNCIAS.....</u>	122
<u>APÊNDICE A</u>	123

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO AOS OSCILADORES CONTROLADOS A TENSÃO

1.1. Moduladores de Frequência - Tipos

Existe uma grande variedade de transdutores que convertem es t^ímulos de diversas naturezas em sinais elétricos. Esses sinais elétricos podem ser condicionados (signal conditioning) em tensões ou correntes, ade quadas para modularem um oscilador em frequência.

O oscilador controlado a tensão (VCO - de Voltage Controlled Oscillator) ou corrente (CCO - de Current Controlled Oscillator) de verá ser um dispositivo com calibração típica aquela ilustrada a seguir (fig. 1.1.):

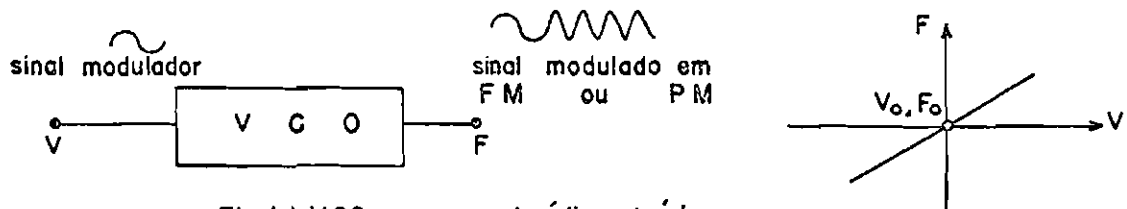


Fig. 1.1 VCO e característica teórica

A seguir, transcrevemos [1] uma tabela que relaciona vários estímulos a transdutores comumente utilizados.

<u>Estímulos</u>	<u>Tipo de Transdutor associado</u>
Calor.....	Pares termoelétricos; termômetros de resistência; Termistores.
Pressão.....	Diafragma; Tubos de Bourdon; Foles, Tensiômetros; Potenciômetros, Cristais Piezoelétricos; Fio Vibratório.
Aceleração.....	Alêtas dobradiças em combinação com tensiômetros, Cristais piezoelétricos.

Vibração.....	Alêtas dobradiças em combinação com <u>ten</u> siômetros; Cristais piezoelétricos; Célu las foto-elétricas.
Fôrça.....	Tensiômetros; Cristais piezoelétricos.
Movimento.....	Giroscópios; potenciômetros síncronos; Cristais piezoelétricos; Transformadores diferenciais variáveis; Tacômetros.
Luz.....	Células fotoelétricas.
Vácuo.....	Dispositivos do tipo Pirani.
Campos Magnéticos.....	Transformadores tipo Flux-Gate; Dispositi vos de efeito Hall; Bobinas.
Ionizante Radiação.....	Contadores Geiger e de cintilação.
Impacto de partículas.....	Microfone, "Thin film detector".

Uma vantagem que o VCO pode ter sem muita dificuldade é que a transdução tensão-frequência pode ser feita linearmente dentro de limites razoáveis. Devido também às vantagens inerentes à maior relação sinal/ruído da modulação em frequência em relação à modulação em amplitude, o VCO tor
na-se um dispositivo muito adequado para sistemas de telemetria.

Antes de abordarmos alguns exemplos típicos de VCO, vamos dar uma classificação [1] de tipos possíveis de sistemas de modulação angular, comparando suas vantagens e desvantagens e respectivamente acompanhados de um esquema de circuito ou bloco simplificado:

	<u>Vantagens</u>	<u>Desvantagens</u>
A. Sistemas de Fase Modulada (PM).		
- Varactors moduladores de fase.....	Tamanho, linearidade...	Custo; Perdas
- Ferrites moduladores de fase. Linearidade.....		Pêso; potência e Custo
- Transistor ou Válvula.....	Simplicidade.....	Pequeno desvio de Fase

B. Sistemas de Frequência Modulada (FM)

- VCO (oscilador L C).....Linear.....Pouca estabilidade
- VCO de "offset".....Linear.....Espúrios
- VCO estabilizado por discrimi
nador (DSVCO).....Baixo Espúrio;.....Complexo;
Linear Problema de perda de
Sincronismo
- VCO controlado a cristal
(VCXO).....Simplicidade, Tama Singularidades de mo
nho; Livre de espú dulação
rios
- VCXO + Modulação de fase.....Simplicidade, Tama Adaptação cruzada
nho; Livre de espú (Crossover Matching)
rios

Êsses moduladores podem ter as seguintes configurações^[1]:

Dos tipos de moduladores de fase, o modulador de fase a varactor (fig.1.2.) parece ser o mais usado. Tem-se usado configurações dês se tipo com passa-altas, passa-baixas e ponte T, porém o circuito passa-alta leva a uma melhor linearidade e rejeição de modulação AM.

Os vários tipos de moduladores FM tem particularidades mar cantes; por exemplo, o VCO (LC e a cristal (figs.1.4/5) e o VCO de "offset" (fig. 1.6.) possibilitam bom desvio de frequência e linearidade porém suas estabilidades são deficientes. No caso do DSVCO (fig. 1.7.) pode-se obter u ma boa linearidade e estabilidade, porém a complexidade do circuito e o seu tamanho físico tornam-se problemas. No projeto de um VCXO (fig.1.5.) po de-se obter boa estabilidade mas o projetista deve estar familiarizado com os parâmetros associados a um cristal de quartzo. O DSVCO tem atualmente um largo emprêgo, mas sob o ponto de vista de miniaturização o VCXO promete um emprêgo crescente para fins de telemetria.

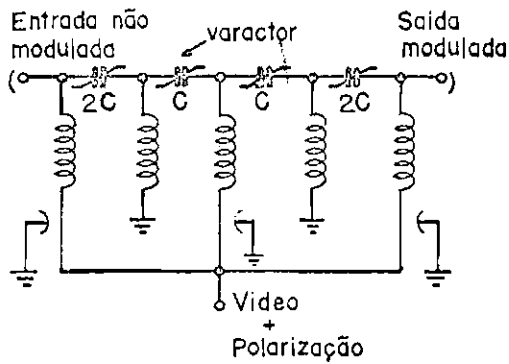


Fig. 1.2 Modulator de fase com varactor passa-aita.

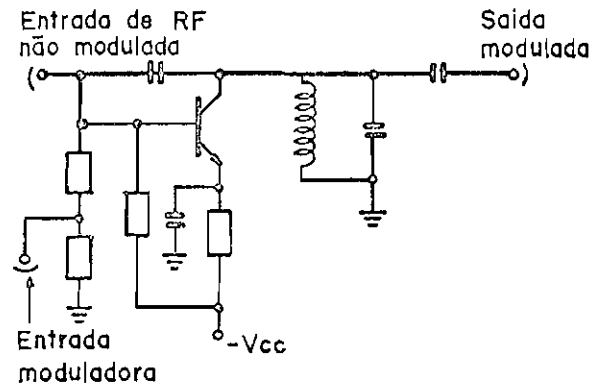


Fig. 1.3 Transistor modulador de fase

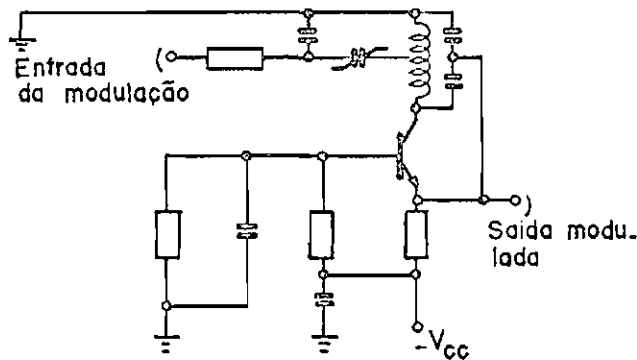


Fig. 1.4 -VCO (Oscilador LC)

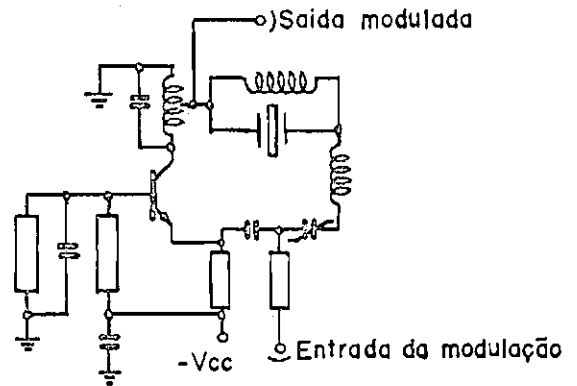


Fig. 1.5 -VCO a cristal (VCXO)

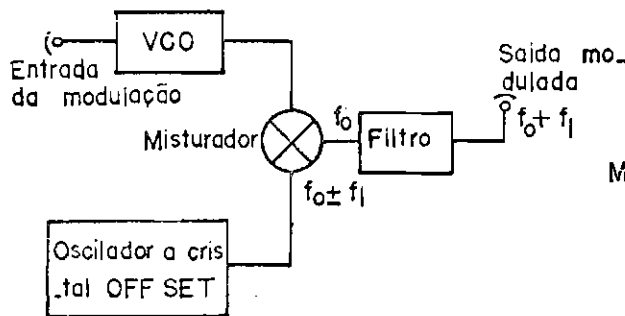


Fig. 1.6 VCO de "OFF SET"

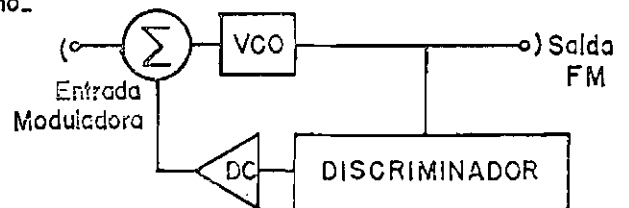


Fig. 1.7 -VCO estabilizado por discriminador.

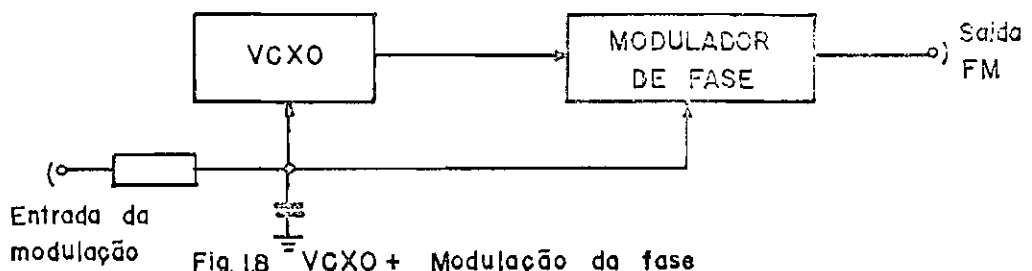


Fig. 1.8 VCXO + Modulação da fase

1.2. O VCO e Osciladores de Sub-Portadoras (SCO)

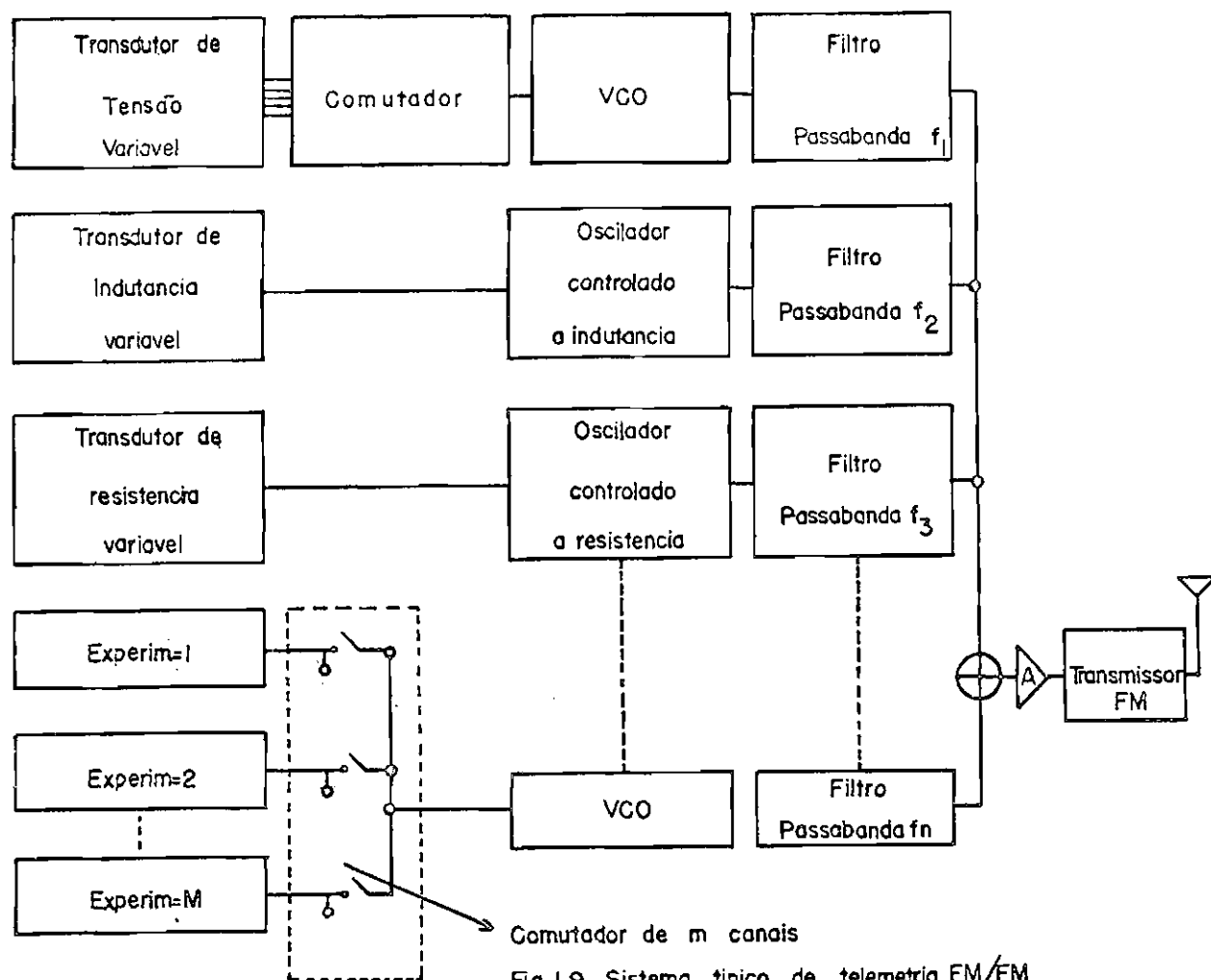
1.2.1. Introdução

Os moduladores de FM não são usados somente para gerar a modulação final a ser transmitida, ou seja, a portadora de uma transmissão de telemetria (daqui por diante normalmente designada por TLM) mas também são utilizados largamente na geração de sub-portadoras. Desta forma, se tivermos a modulação da sub-portadora, feita em FM e a da portadora em FM também, o respectivo sistema TLM será designado por FM/FM. Se a sub-portadora for modulada em FM e a portadora em AM, o sistema TLM será do tipo FM/AM. O sistema FM/FM ou FM/AM pode ser multiplexado em frequência se tivermos mais de uma sub-portadora modulando a portadora final e poderá ao mesmo tempo também ser multiplexado no tempo se um ou mais osciladores de sub-portadora (daqui por diante designado por SCO - proveniente de Subcarrier Oscillator) forem modulados por comutadores PAM, PCM ou PDM.

Dada então a possibilidade de se construir um sistema de telemetria que visa obter medidas físicas de várias naturezas, podemos ter cada SCO adaptado a uma medição física particular.

À título de ilustração, esquematizamos a seguir (fig.1.9.) um sistema típico de telemetria FM/FM utilizado, por exemplo, a bordo de um foguete ou satélite.

Osciladores controlados por resistência, indução, tensão (VCO), etc. são usados juntamente com seus transdutores e condicionadores de sinais. Os transdutores de indutância variável são empregados, por exemplo, na medida de pressão, aceleração e posição. O VCO pode ser tão sensível que poderá ser modulado com tensões tão baixas como aquelas envolvidas nas medidas de um par termo-elétrico. Por outro lado, um dispositivo que tenha sua resistência variável pode ser aplicado a um oscilador de resistência variável. Os experimentos 1,2,..., M têm banda compatível com a frequência de amostragem do comutador de M canais.



1.2.2. SCO controlado por resistência

O SCO controlado por resistor ^[1] ilustrado na fig.1.10(a) utiliza um circuito RC em três seções em cascata que unem a saída do estágio amplificador com a sua entrada, de tal forma que a defasagem da cascata RC e do amplificador sejam respectivamente, de 180° , satisfazendo assim a condição de que o ganho de malha fechada seja unitário, sendo assim garantida a oscilação do sistema.

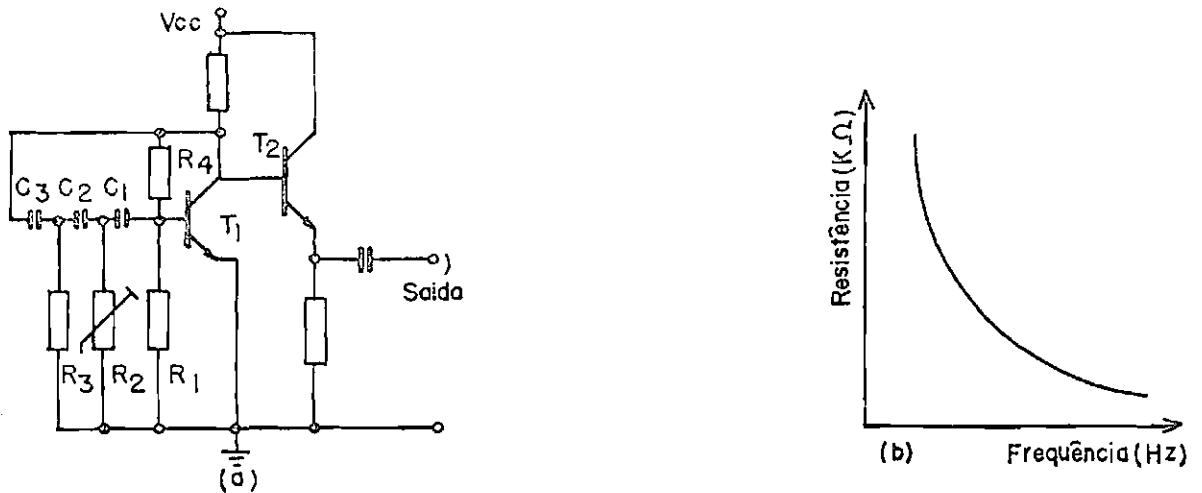


Fig. 1.10 Oscilador de desvio de fase (a) e curva de calibração (b).

No caso, a resistência variável pode ser R_2 representando um transdutor desta natureza. Sua curva característica típica está representada na figura 1.10(b).

Uma aplicação deste tipo de SCO poderia ser a de sensor de "spin" de um foguete sendo que a resistência R_2 seria um dispositivo sensível à luz (ex. um foto-resistor) que variaria quando apontado para o sol ou lua. Com uma disposição adequada, o campo de visão de um sensor poderia ser um setor planar.

1.2.3. Oscilador controlado por indutância

A análise de osciladores desse tipo mostra que usamos um SCO tipo Colpitts [1], o circuito poderá depender pouco dos parâmetros do transistor. Um circuito desse tipo poderá ser o seguinte: (fig.1.11).

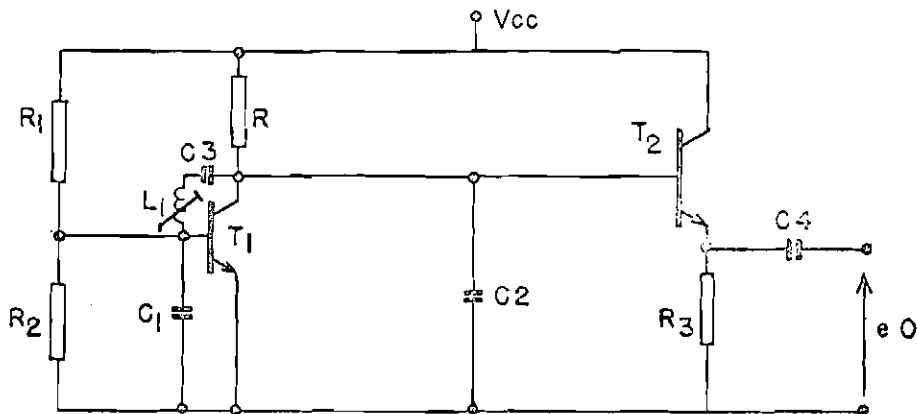


Fig. 1.11 - Oscilador de sub-portadora controlado por indutância

1.2.4. Oscilador controlado por tensão (VCO)

Um VCO típico é um multivibrador astável [1] como o do tipo da fig.1.12:

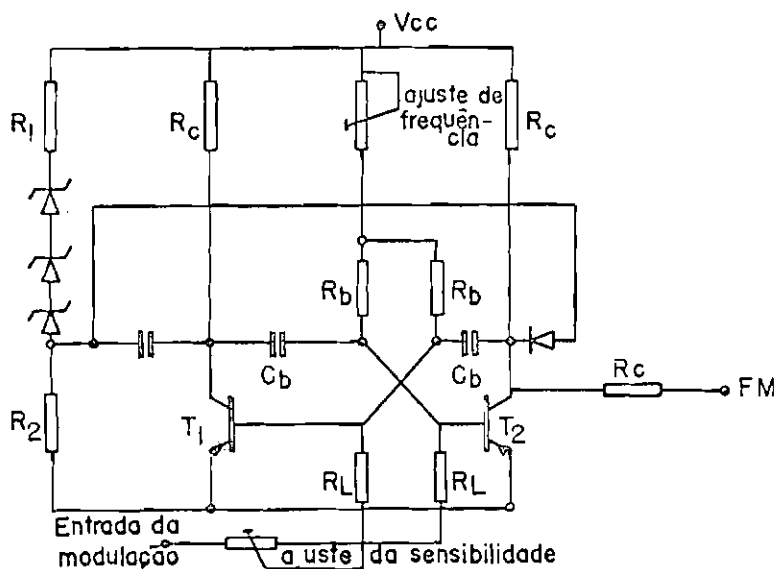


Fig.1.12 Esquema de um VCO astável

As formas de onda são (fig.1.13):

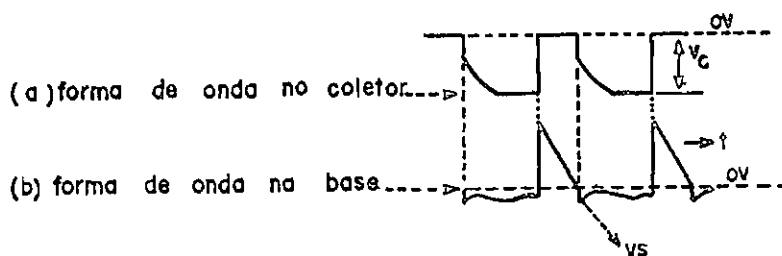


Fig.1.13 Formas de onda no VCO astável

Nêsse exemplo procurou-se minimizar as variações dos parâmetros do transistor relativas à polarização de tensão emissor-base. O transistor deve ser selecionado para ter pouca deriva térmica, ser pequeno e mecânicamente rígido. Essas qualidades devem ser extensivas aos diodos, resistores e capacitores.

A Fonte de Alimentação não pode sofrer variações que sejam significativas para a estabilidade da frequência. Os diodos zener de junção tem coeficientes de temperatura semelhantes ao da junção emissor-base dos transistores e eles servem para estabilizar a deriva da tensão V_{be} entre base e emissor. No caso, é necessário que o dissipador de calor de todos os componentes seja o mesmo, e tenha alta condutividade térmica.

1.2.5. VCO de desvio de fase (PSO - Phase Shift Oscillator)

O PSO/VCO pode ter uma frequência variável alternando-se uma resistência, indutância, capacitância ou voltagem de tal forma que se possa alterar a defasagem entre a corrente e tensão de saída do oscilador.

O PSO/VCO é adequado para um transdutor do tipo par termo-elétrico, por exemplo, dada a alta sensibilidade que o oscilador pode ter. Para essa finalidade vamos esquematizar um diagrama [1] de blocos do PSO na fig.1.14.:

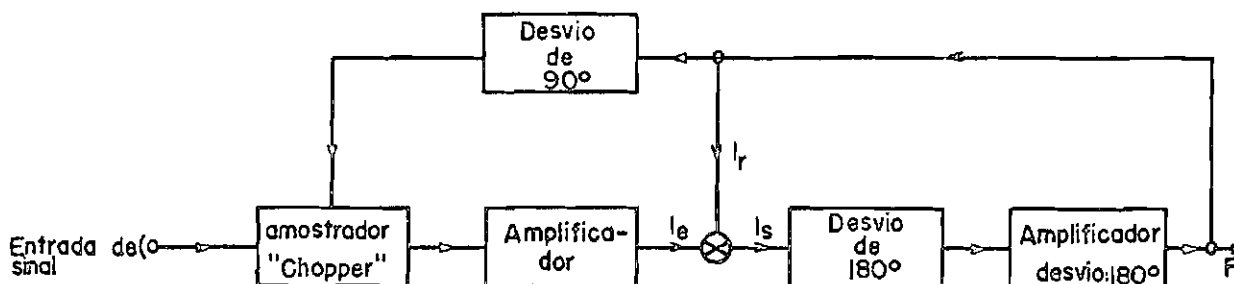


Fig.1.14. Diagrama de blocos de um VCO de desvio de fase.

No caso, o PSO contém uma realimentação RLC que causa um desvio de fase de 180° na frequência de oscilação. Da saída do PSO para o amostrador (Chopper) existe um circuito que desvia a fase de 90° . Logo, não só o amostrador tem uma amplitude de saída proporcional à entrada, como ele está com sua amostragem sempre defasada de 90° com o PSO. A saída do amostrador é amplificada (sem desvio de fase) e somada com o PSO de tal forma que sua frequência varie (na saída).

A teoria do PSO/VCO pode ser explicada por meio de um diagrama de vetores [1] segundo critério esquematizado na figura 1.15(b).

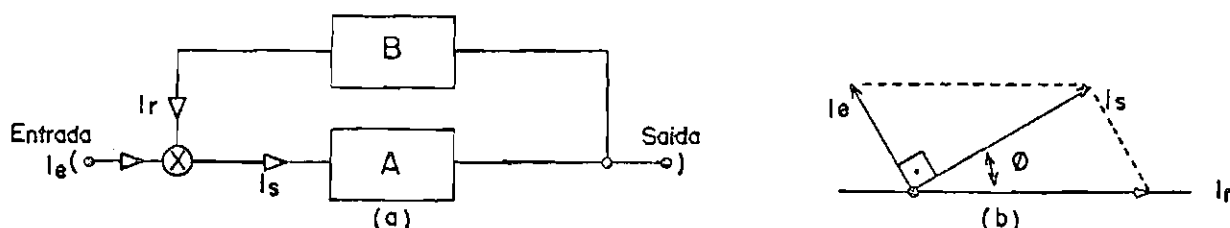


Fig. 1.15 Oscilador de desvio de fase (a) diagrama de vetores (b).

Considerando que o desvio da fase em A (fig.1.15(a)) seja constante, as variações de fase devem se dar em B.

Nos interessa portanto a variação de fase entre $\vec{I}_s$ e $\vec{I}_r$. De acordo com o princípio de Barkhausen, a soma de todos os desvios de fase ao longo da malha fechada precisam ser nulos (0°). Daí se conclue que a mudança de fase se dá entre I_r e I_s . Como B é um circuito passivo, seu desvio de fase se prende a uma alteração simultânea de frequência. Logo, a variação de amplitude de I_e se traduz numa mudança de fase ϕ entre I_r e I_s . Para que se verifique o princípio de Barkhausen, o desvio de fase devido a B precisa ser igual a $-\phi$, de onde se conclue que a frequência do oscilador sofrerá um desvio. Obtem-se assim uma frequência do oscilador proporcional ao nível DC de entrada.

1.2.6. VCO de reatância variável

O VCO de reatância variável [1] é do tipo que introduz uma componente de corrente em quadratura em um oscilador LC e dessa forma modula a frequência do mesmo. Essa corrente tem sua fase variável em função da corrente de entrada do modulador de reatância.

Um tipo de VCO de reatância variável está esquematizado na figura 1.16.

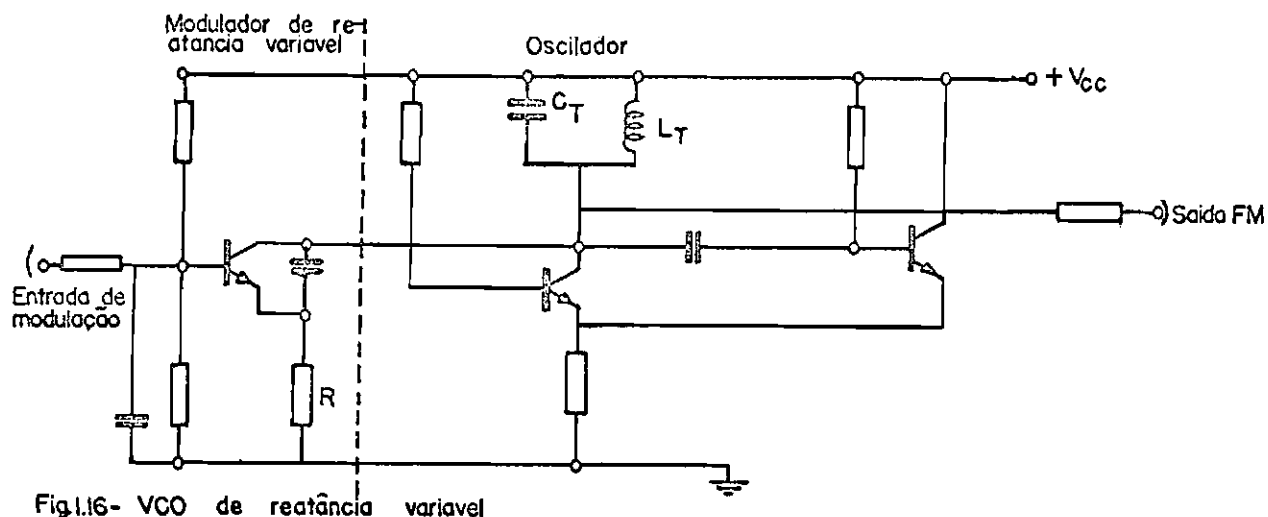


Fig.1.16- VCO de reatância variável

A corrente em quadratura que vai do modulador para o oscilador reflete uma capacitância variável no circuito tanque.

O circuito equivalente do modulador de reatância seria o seguinte (fig.1.17.):

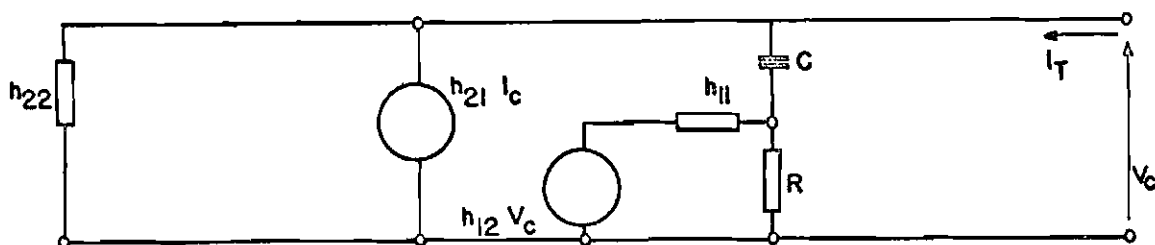


Fig.1.17 Circuito equivalente do modulador de reatância.

Os parâmetros do transistor dependem da corrente de emissor que por sua vez é controlada pela tensão do sinal de entrada.

1.2.7. Oscilador controlado por corrente (CCO) [1]

O CCO pode utilizar também o princípio de reatância variável, ou seja, o seu circuito pode ser constituído de um modulador de reatância variável que alimenta um oscilador em corrente que varia de fase segundo a corrente de sinal de entrada.

Um circuito ilustrativo do modulador seria o da figura 1.18:

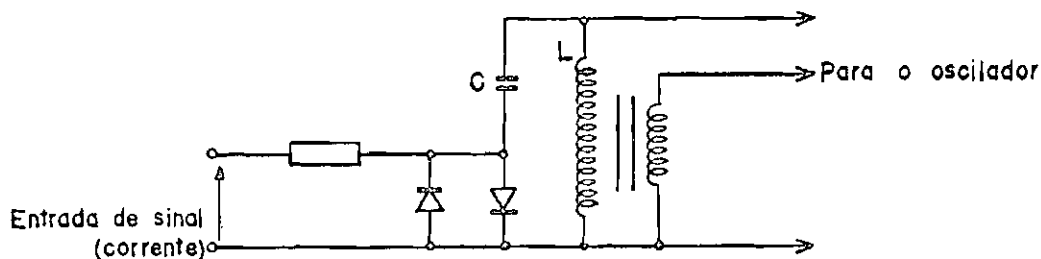


Fig.1.18 Circuito de reatância variável.

No circuito acima, temos na entrada dois diodos em paralelo inversamente polarizados. A quantidade de corrente a-c que passa pelos diodos é controlada pela entrada DC. A corrente do circuito LC sintonizado está em quadratura (90°) com a tensão no circuito LC, sintonizado, do oscilador. Os diodos podem ter uma resistência dinâmica desprezível para o circuito sintonizado de tal forma que o Q do circuito não fica prejudicado. Para aumentar a sensibilidade, um dos diodos pode ser substituído por uma junção emissor base de um transistor cujo coletor poderá estar polarizado em série com a bobina circuito de sintonia do modulador; tem-se assim um ganho em corrente no modulador. O estágio modulador reflete para o oscilador uma impedância efetiva variável na medida em que variam as correntes de condução do diodo e transistor. Essa última modificação pode ser ilustrada no circuito da fig. 1.19(a).

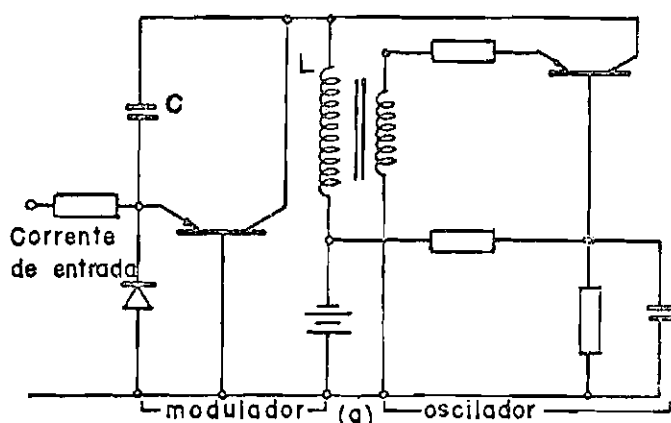
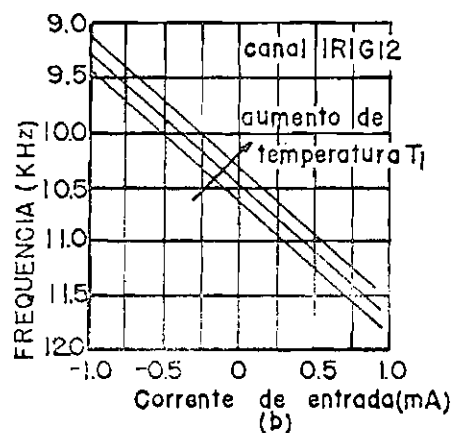


Fig.1.19 CCO (a) e característica (b)



Pode-se, também, ter uma idéia de curva de calibração típica desse circuito pela fig. 1.19(b).

1.2.8. VCO com ponte de Wien compensado

A este tipo^[9] de VCO (fig.1.20) pode-se aplicar a técnica de utilização de circuitos integrados, obtendo-se um circuito bem compacto, com baixa distorção harmônica e variação de amplitude com a frequência de oscilação.

O oscilador básico para o projeto do circuito é o do tipo Wien:

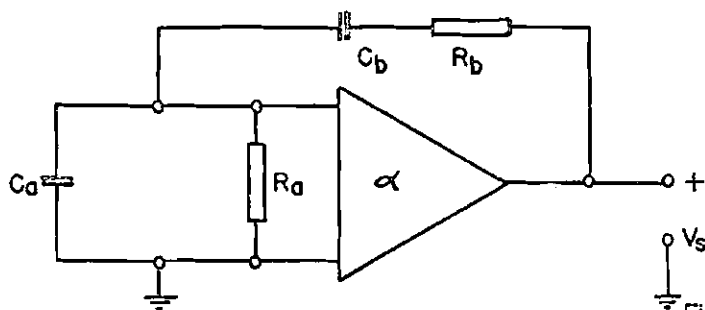


Fig.1.20-Oscilador tipo Wien

Esse oscilador tem a vantagem de necessitar um ganho baixo de malha aberta para que oscila. Pode-se obter oscilações aproximadamente senoidais fazendo-se o ganho α igual a raiz de ganho crítico α_o , sendo:

$$\alpha_o = 1 + \frac{C_a}{C_b} + \frac{R_b}{R_a}$$

que corresponde a uma frequência de oscilação dada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_a R_b C_a C_b}}$$

O capacitor C_a simula um capacitor variável com a tensão que permite um desvio grande de frequência com uma pequena variação na tensão de controle.

No caso prático a ponte de Wien é aplicada ao projeto do VCO segundo circuito da figura 1.21:

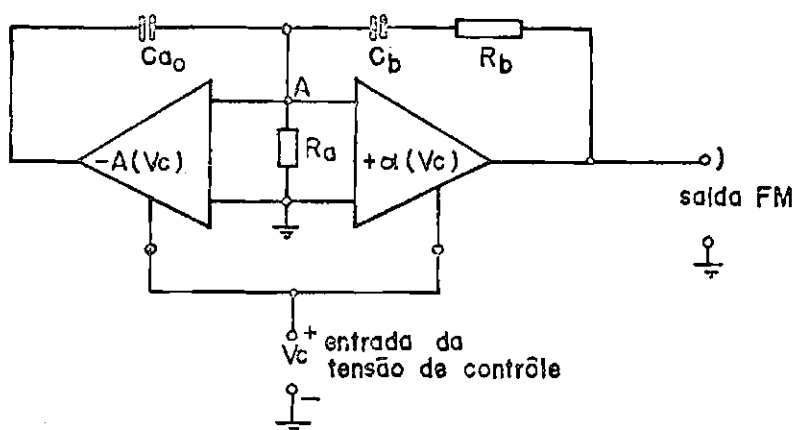


Fig.1.21 Oscilador tipo Wien compensado

Pelo esquema acima, C_a é obtida por efeito de realimentação Miller capacitiva através de um estágio inversor de ganho $-A$. Dessa forma, o valor efetivo de C_a pode ser expresso por:

$$C_a = C_{a_0} (1 + A)$$

onde o ganho A é função da tensão V_c de controle. Substituindo C_a na expressão de α_0 , obtém-se uma função linear do tipo:

$$\alpha_0 = \frac{C_{a_0}}{C_b} (1 + A) + \frac{R_b}{R_a} + 1$$

Por outro lado, para que ao mesmo tempo a condição de ganho crítico seja satisfeita α varia simultaneamente com A .

Para se obter um circuito termicamente estável, é interessante utilizar resistores de difusão e capacitores de "silver-mica".

1.3. Introdução aos Demoduladores

O discriminador de FM converte variações de frequência de uma portadora (ou sub-portadora) em variações de tensão (ou corrente) proporcionais à informação contida na modulação em frequência. Os discriminadores usualmente empregados são tais que não respondem à modulação de amplitude contida na portadora inicial.

A curva característica ideal de um discriminador de FM nos mostra (fig.1.22) que existe uma relação linear entre a tensão discriminada e a variação de frequência da portadora. Com essa característica, a conversão FM/AM se processa sem distorção da informação.

Os discriminadores ou demoduladores classificam-se em duas categorias (A) de banda larga, tais como o de Foster-Seeley e similares; (B) de banda comprimida entre os quais, os tipos mais conhecidos são os do tipo "phase locked" e os realimentados em frequência (frequency-compressive feed-back).

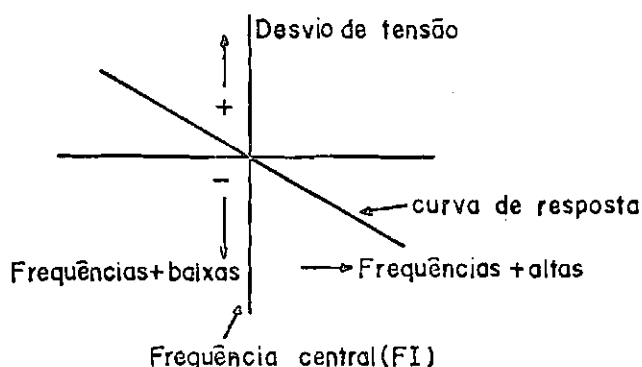


Fig.1.22 Característica teórica de um demodulador

Os tipos de demoduladores geralmente usados em FM são os seguintes [10]:

- (1) Detetor de atenuação (slope detector)
- (2) Travis
- (3) Foster-Seeley
- (4) Detetor de relação
- (5) Detetor tipo "phase locked" (locked in)
- (6) Fremodino super regenerativo
- (7) Detetor "gated beam"
- (8) Detetor de porta em quadratura (quadrature-gate)
- (9) Detetor contador de pulsos (pulse averaging discriminator).

Os demoduladores mais usados são normalmente os tipos (3), (4), (5) e (9) acima relacionados.

Os demoduladores de banda comprimida aumentam o desempenho do sistema quanto à característica de linear (Thresholding), i.e., aumentam a relação S/N do sistema além de rejeitar certos tipos de sinais indesejáveis que modulam a portadora. Portanto o sistema tem que condicionar o sinal em algum tipo de modulação conveniente já conhecida "a priori". Essa informação normalmente relaciona-se com o máximo desvio sofrido pela portadora em frequência. Dessa forma os demoduladores de banda comprimida são utilizados somente quando melhoram a característica de limiar do sistema e quando a portadora tem um alto índice de modulação. Quando o sistema de telemetria emprega índice de modulação igual a 1 ou menos, este tipo de demodulador não tem emprego compensador. Os sistemas tipo "phase locked" melhoram também a relação sinal ruído. Este sistema utiliza um rastreamento em fase do sinal FM a fim de detetá-lo.

Os discriminadores de faixa larga, tais como o de Foster Seeley e similares dão um sinal detetado proporcional à frequência instantânea da portadora. O limitador, quando utilizado pode aumentar substancialmente a largura de banda do sinal composto aplicado ao demodulador. No entanto necessita-se de linearidade, numa faixa de frequências maior que a do filtro FI.

1.3.1. Demodulador Tipo Foster-Seeley (Phase shift discriminator)

O demodulador tipo Foster-Seeley (fig.1.23a) é também chamado "discriminador de fase". Este é talvez o tipo mais comumente usado em FM. Por ser sensível à modulações de amplitude ele precisa ser precedido de um estágio limitador. O seu circuito requer um transformador tal que o secundário tenha uma derivação (transformador para discriminador), dois diodos e alguns resistores e capacitores. Esse discriminador pode ser usado em um circuito de **contrôle** automático de frequência.

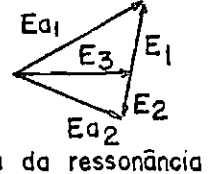
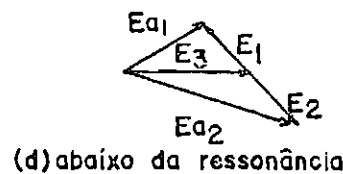
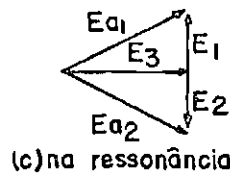
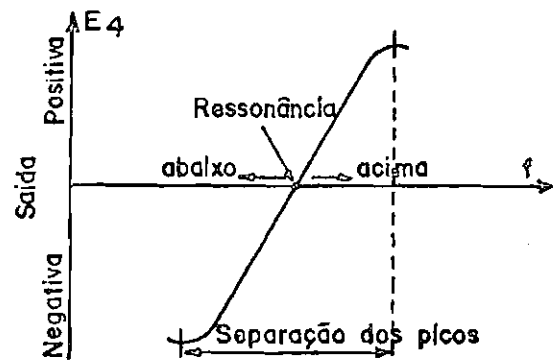
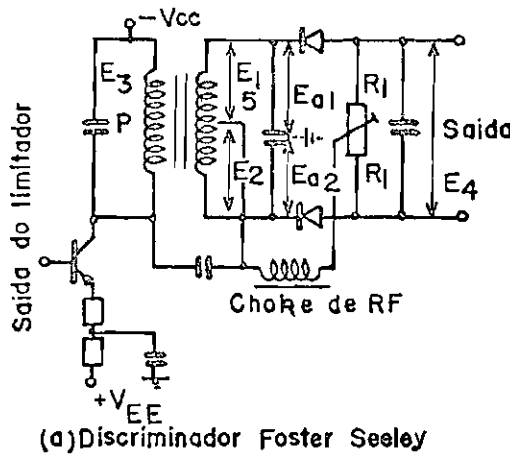


Fig.1.23 Discriminador Foster-Seeley(a); Característica(b); Diagrama de vetores(c,d,e)

Os dois diodos são conectados de tal forma que a tensão E_4 é a tensão obtida pela diferença das correntes retificadas por esses diodos. A excitação provém do acoplamento dos circuitos sintonizados P e S [5] ressonantes na mesma frequência central. A saída E_4 varia com a frequência segundo esquema [2] da fig.1.23(b). Essa característica resulta do fato de que na ressonância a tensão de S difere da tensão de P em fase de 90° . As tensões E_{a1} e E_{a2} esquematizadas são de mesma amplitude (vd. diagrama figs.1.23 c, d, e). No entretanto, em frequências um pouco fora da ressonância, a fase da tensão secundária será maior ou menor do que 90° , dependendo do sentido de variação da frequência, pois a tensão aplicada a um diodo será maior do que aquela aplicada ao outro diodo. Em consequência disso a tensão E_4 na saída varia quase linearmente numa certa faixa de frequência. A carga equivalente dada pelo diodo em paralelo com o circuito primário é igual a

$$\frac{R_1}{4\eta} \text{ e de } \frac{R_1}{\eta}$$

para o circuito secundário inteiro (sem a derivação). As tensões E_3 , E_1 , E_2 , E_{a1} e E_{a2} podem ser calculadas baseando-se nos cálculos relativos a circuitos acoplados em sintonia. η é a eficiência da retificação dos diodos.

1.3.2. Demodulador "detetor de relação" (Ratio Detector)

O detetor de relação é uma modificação do tipo Foster-Seeley com a vantagem de poder ser projetado de tal forma que não responda a AM, mas somente à FM. A sua curva característica é do mesmo tipo que o da fig.1.23b.

O circuito básico é o da fig.1.24.

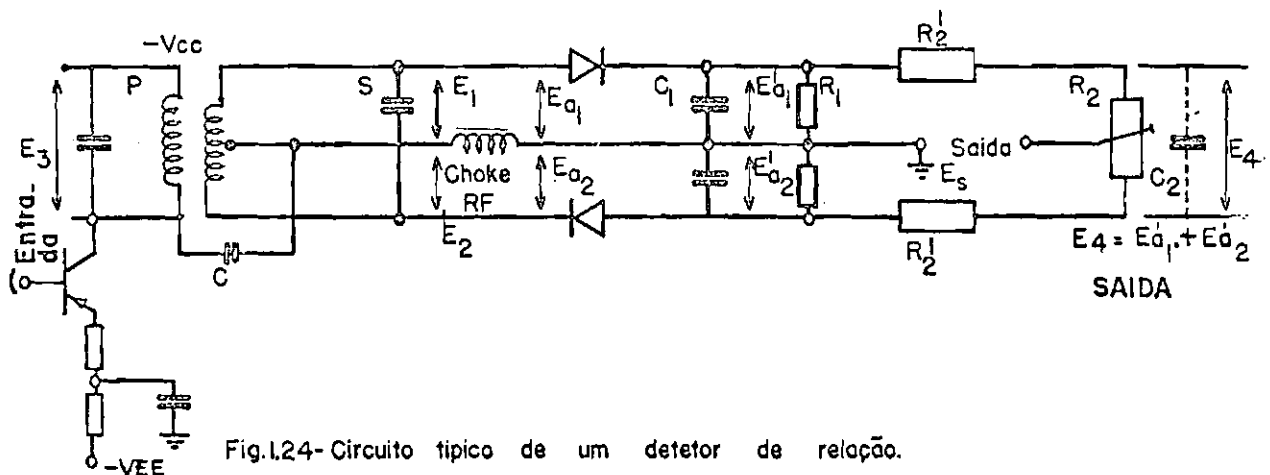


Fig.1.24- Circuito típico de um detetor de relação.

Se desprezarmos o efeito do capacitor C_2 , a diferença, para este discriminador, fica praticamente restrita a um diodo cuja polaridade foi invertida e a saída que é referida ao divisor de tensão de R_2 , que coloca em paralelo a resistência de carga dos dois diodos. Desta forma, a saída terá amplitude de tensão igual à metade à saída do Foster-Seeley, ou seja

$$E_s = (|E'_{a2}| - |E'_{a1}|)/2$$

Consideremos que se tenha na entrada um sinal FM. As tensões E_1 , E_2 e E_3 variam em amplitude simultaneamente, sendo que E_1 e E_2 têm defasagem de 180° constante. Enquanto isso, o Q efetivo do circuito ressonante S se altera de maneira inversamente proporcional à amplitude do sinal E_1 , E_2 . Dessa alteração do Q, se obtém a variação de fase entre E_2 e $E_1 + E_2$, pois um aumento de amplitude em $(E_1 + E_2)$ e E_3 tende a fazer a amplitude do sinal de saída aumentar quando simultaneamente o Q decresce, diminui o desvio de fase tendendo a fazer o sinal de saída diminuir. Faz-se então necessário

um balanceamento das amplitudes de cada efeito de tal forma que êles tenham efeitos contrários. Uma vez feito isso a saída ficará determinada sômente pelas variações de frequência instantânea e pela amplitude média do sinal de entrada (se não fôr prêviamente limitado). Êste último efeito poderá ser neutralizado com a inclusão do capacitor C_2 , devidamente dimensionado.

Segue um diagrama [2] (fig.1.25) ilustrativo, com vetores.

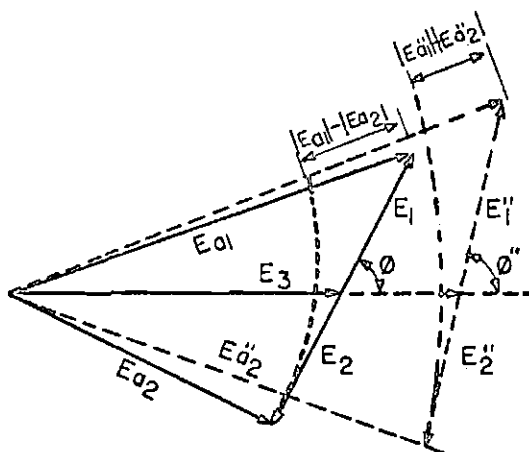
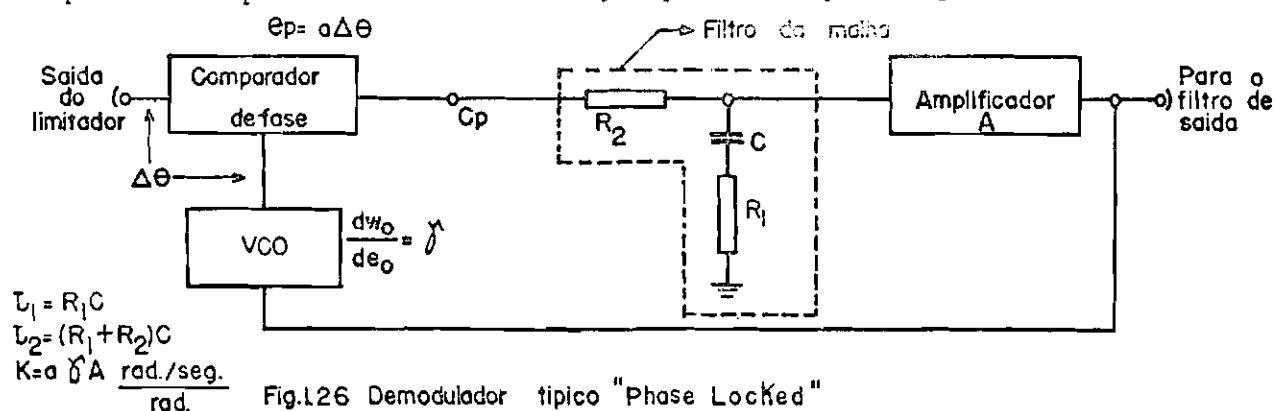


Fig.1.25 Diagrama de valores de tensão de um detetor de relação

Cada tensão do circuito está representada por um vetor, as linhas tracejadas representam os mesmos vetores correspondentes a E_1 , E_2 e E_3 quando ocorre uma variação (aumento) de amplitude na entrada, mantida constante a frequência de desvio, a fase variou também, mas pouco, tanto que se tem uma saída praticamente constante, i.e., $|E_{a1}''| - |E_{a2}''| \approx |E_{a1}| - |E_{a2}|$. Serão então as resistências R_1' e R_2 que vão minimizar êsse efeito causado por AM no sinal de entrada. A fase então variará menos, assim como, a amplitude variará mais devido a essa causa.

1.3.3. Demodulador tipo "phase locked"

O demodulador tipo "phase locked" empregado em detecção de sub-portadoras pode ser ilustrado [1], tipicamente pela figura 1.26:



A saída do limitador tem sua fase comparada com a saída de um VCO que está defasado de 90° da entrada. Dessa comparação, obtém-se uma diferença de fase $\Delta\theta$ que deve ser linearmente transformada em tensão por um comparador sensível à diferença de fase dos dois sinais. A saída do comparador é processada pelo filtro de malha, ampliada, e então aplicada na entrada do VCO, de tal forma que o desvio de frequência sofrido no VCO tenda a diminuir a diferença de fase na entrada.

O comportamento da malha de "phase locked" está condicionado em relação à frequência modulada de entrada: tem sua resposta em frequência determinada pelo filtro de malha que define o máximo índice de modulação ao qual o VCO responde sem que haja alteração da quadratura (90°), ou erro de fase, sendo que a defaseagem máxima está limitada a $\pm 90^\circ$ além do que haverá perda de sincronismo da fase ("phase out of lock"). Esse discriminador terá uma melhor característica de limiar (FM threshold) quanto melhor for a sua capacidade de não perder o sincronismo de fase quando a saída de limitador for portadora de sinais espúrios.

Da teoria de FM pode-se concluir que o ruído em FM pode ser representado por componentes que modulam aleatoriamente a portadora de FM em amplitude e em frequência. Dessa forma a informação, na saída de um limitador, poderá ser suprimida pelo ruído que se sobrepõe ao sinal. Se as componentes de ruído tiverem amplitude menor que a do sinal de informação, então a modulação em fase na saída do limitador não excederá a 90° , enquanto que se a amplitude do ruído exceder a do sinal, o desvio de fase poderá ser suficiente para que o sincronismo seja neutralizado. Porém, dependendo da calibração do comparador de fase, desvios maiores de 90° podem não corresponder a um aumento de sinal proporcional a esse desvio, que irá para o filtro da malha, dessa forma o demodulador pode neutralizar o ruído melhorando assim sua característica de limiar sem que haja perda do sincronismo.

Nas figuras seguintes mostramos o diagrama de Bode da malha do sistema (fig.1.27a) e a característica do comparador de fase (fig.1.27b) para uma malha linear.

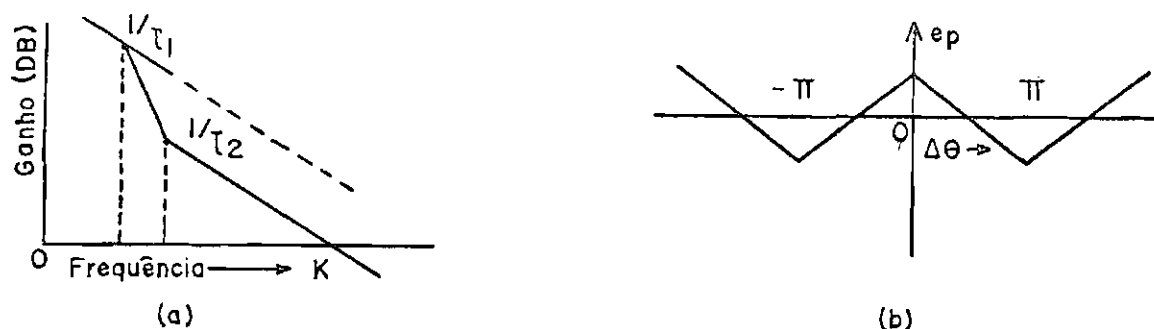


Fig.1.27 Diagrama de Bode da malha(a); Característica do comparador de fase linear (b).

Na fig.1.27(a) a linha tracejada tem uma inclinação de 6 dB/oitava e cruza a curva de ganho de 0 dB em uma frequência de K radianos/seg e representa, basicamente, a característica integradora da malha, i.e., a malha fica assim com a sua fase sincronizada e o controle de fase do oscilador FM aplicado ao comparador de fase representa uma resposta de 6 dB/oitava em relação à frequência. As interseções das assíntotas de atenuação representam o polo ($1/\tau_2$) e zero ($1/\tau_1$) respectivamente introduzidos pelo filtro de malha. No diagrama de Bode assinalado assume-se que a malha seja um sistema linear de realimentação.

Quanto à fig.1.27(b) pode-se observar que o comparador de fase tem uma característica linear simétrica no intervalo de fase de 0 a $+\pi$ ou de $-\pi$ a 0 dependendo da defasagem dada pela malha de realimentação ser de $\pm \pi/2$.

1.3.4. Demodulador "integrador de pulsos" (Pulse Averaging Demodulator)

Na demodulação de sinais de FM utiliza-se também um tipo chamado de "integrador de pulsos" (pulse averaging) [4]. Um esquema de blocos típico [1] desse sistema é dado pela fig.1.28:



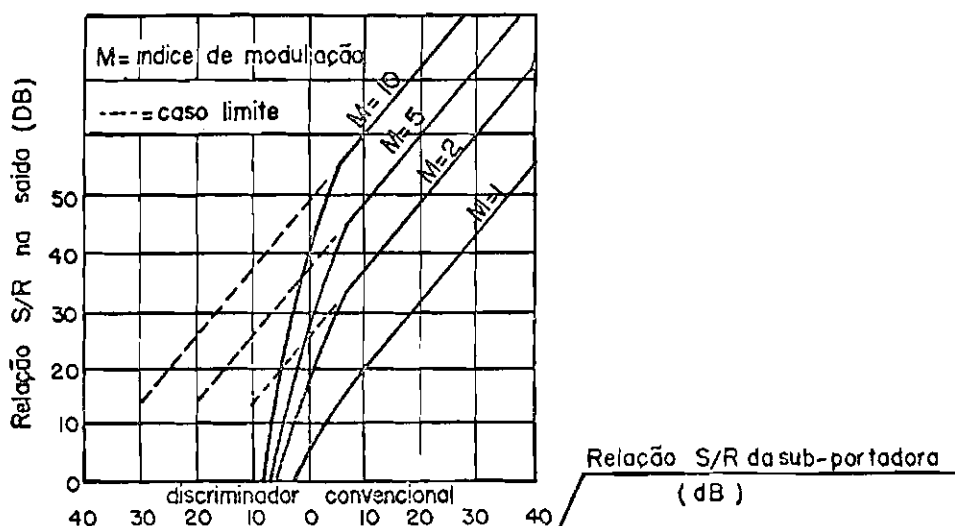
Fig.1.28 Diagrama de blocos do demodulador "integrador de pulsos" típico.

Como a frequência varia de acordo com a informação o gerador de pulsos terá um número de pulsos, de largura constante na saída, proporcional à amplitude do sinal modulador. O filtro passa-baixas se encarrega de integrar esses pulsos, detetando assim a informação, rejeitando a portadora e ruído.

Em verdade o sistema mais utilizado em TLM vale-se de um gerador de pulsos que dobra a frequência (double-pulse-averaging) dos mesmos, com a vantagem imediata de melhorar a filtragem na saída, além de aumentar a sensibilidade do sistema.

É interessante notar que a limitação em frequência deste tipo de discriminador está muito vinculada a técnica de geração dos pulsos, uma vez que tem-se conseguido (até 1967) demodular portadoras maiores do que 10 MHz; sendo que, em frequências até 200 MHz conseguiu-se (até então) coeficientes de temperaturas menores do que 50 ppm/°C, uma vez que para frequências mais altas o tempo de armazenamento dos transistores e a sensibilidade dos demais componentes do circuito à temperatura começam a se tornar significativos.

Deve-se lembrar também que a medida do demodulador tipo do brador de frequência é exata a cada meio ciclo da frequência portadora (média). Esse sistema não tem meios de limitar os espúrios do tipo modulação em frequência. No entretanto suas características de limiar (threshold) são tipicamente dadas pela figura 1.29:



1.3.5. Discriminadores de sub-portadoras

Um discriminador de sub-portadora tem normalmente a função demoduladora de um simples canal de FM, ou seja, uma vez separadas as sub-portadoras (multiplexadas em FM) da sua portadora (AM ou FM), elas são enviadas aos discriminadores sintonizados, de tal forma que cada discriminador seleciona uma sub-portadora para a partir dela extrair a informação. Ilustrando, (fig.1.30) o discriminador seria representado pelo seguinte diagrama de blocos:

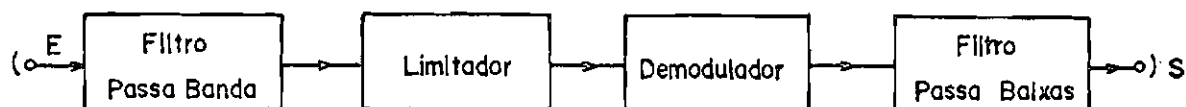


Fig.1.30 Diagrama de blocos de um Discriminador típico de SCO

No caso deste trabalho, nos interessa somente as duas últimas seções da fig.1.30, ou seja o demodulador e o filtro passa baixas.

Os demoduladores normalmente utilizados para esse fim são os do tipo (já vistos anteriormente) de "phase locked" e "integrador de pulsos", embora outros tipos também sejam usados.

A maioria dos discriminadores de sub-portadoras são projetados de tal forma que se adaptam nêles as unidades móveis ("plug in") caracterizadoras das frequências de operação (por ex: padrões IRIG). Dessa forma faz-se necessário projetar o circuito com amplificadores de faixa suficientemente larga, e os demais circuitos pulsados.

Para sinais quase-estáticos obtêm-se uma substancial melhoria na relação S/R (aprox. 10 dB) com demoduladores tipo "phase locked".

O discriminador/limitador deve apresentar uma não linearidade mínima. Após a demodulação sua saída é filtrada, rejeitando-se ruído e as componentes da sub-portadora, em seguida, o sinal demodulado é convenientemente amplificado.

Vamos fazer algumas considerações comparando a demodulação tipo "phase locked" com a de "integração de pulsos".

Como foi dito anteriormente, para o sistema "phase locked", a característica de limiar é melhor. Dessa forma, é de se esperar que em baixas frequências esse sistema tenha melhor desempenho do que o "Integrador de Pulsos". Este último tem uma característica de limiar (threshold) típica de um discriminador comum (vd. fig. 1.29). Pode-se dizer grosseiramente que esses dois tipos de demoduladores tipicamente têm características inversas de ganho dentro de uma mesma faixa de modulação máxima prevista, i.e., em frequências muito baixas de informação o sinal discriminado em "phase locked", tem maior amplitude como maior relação S/R em relação ao "integrador de pulsos", no entanto, nas frequências mais altas da faixa de modulação, a atenuação é tipicamente mais acentuada no sistema de fase bloqueado que no "integrador de pulsos".

1.4. Osciladores de Sub-Portadoras (SCO), VCO e Padrões IRIG de Telemetria (TLM)

1.4.1. Introdução

Dada a disseminação da telemetria para múltiplas finalidades tais como satélites, foguetes, aviões e balões, surgiu logo a necessidade de haver uma padronização dos equipamentos empregados para tais fins. Naturalmente esses padrões variam dependendo da finalidade do equipamento, qual seja, na área puramente científica ou militar.

A telemetria, com o desenvolvimento da ciência espacial, passou a ter características próprias, e que, segundo alguns critérios foram padronizadas.

Procuraremos neste trabalho, sempre que possível, basear-nos em padrões estabelecidos pela IRIG ^[3] (Inter Range Instrumentation Group),

pois os instrumentos de telemetria em uso normalmente aqui no Brasil tem suas características baseadas nêstes padrões, ainda que não tivessem, necessitaria^{mos} de referências mais acessíveis.

1.4.2. Canais de Sub-Portadoras

A seguir daremos uma tabela com 29 canais de sub-portadoras FM com faixas de passagem proporcionais. Os canais identificados com letras permitem um desvio de $\pm 15\%$ das sub-portadoras e para os outros canais $\pm 7,5\%$ de desvio, porém, as frequências centrais são as mesmas. Os canais devem, dentro do viável, operar numa faixa compreendida nos limites de máximo desvio.

À propósito do espaçamento entre os canais das sub-portadoras, a relação entre a frequência máxima de desvio e a frequência central deve ser 1.33 ($p/\pm 7,5\%$) nos canais de faixa proporcional, com excessão entre 14,5 KHz e 22 KHz onde pode-se ter a portadora de 17 KHz modulada em 60 Hz para fins de contrô^{le} de velocidade dos gravadores de fitas magnéticas.

Segue então a tabela (2.1) à qual nos referimos há pouco.

TABELA 2.1

TABELA DE SUB-PORTADORAS PROPORCIONAIS [3]

Canal	Frequências Centrais(Hz)	Limite Inferior de desvio (Hz)	Limite Superior de desvio (Hz)	Resposta No minal em fre quência(Hz)	Frequência máxima da resposta(Hz)
Canais com $\pm 7,5\%$ de desvio					
1	400	370	430	6	30
2	560	518	602	8	42
3	730	675	785	11	55
4	960	888	1.032	14	72
5	1.300	1.202	1.398	20	98
6	1.700	1.572	1.828	25	128
7	2.300	2.127	2.473	35	173
8	3.000	2.775	3.225	45	225
9	3.900	3.607	4.193	59	293
10	5.400	4.995	5.805	81	405
11	7.350	6.799	7.901	110	551
12	10.500	9.712	11.288	160	788
13	14.500	13.412	15.588	220	1.088
14	22.000	20.330	23.650	330	1.650
15	30.000	27.750	32.250	450	2.250
16	40.000	37.000	43.000	600	3.000
17	52.500	48.562	56.438	790	3.938
18 (*)	70.000	64.750	75.250	1.050	5.250
19	93.000	86.025	99.975	1.395	6.975
20	124.000	114.700	133.300	1.860	9.300
21	165.000	152.625	177.375	2.475	12.375
Canais com $\pm 15\%$ de desvio					
A(14)	22.000	18.700	25.300	660	3.300
B(15)	30.000	25.500	34.500	900	4.500
C(16)	40.000	34.000	46.000	1.200	6.000
D(17)	52.500	44.625	60.375	1.575	7.875
E(18)	70.000	59.500	80.500	2.100	10.500
F(19)	93.000	79.050	106.950	2.790	13.950
G(20)	124.000	105.400	142.600	3.720	18.600
H(21)	165.000	140.250	189.750	4.950	24.750

O canal escolhido para desenvolver êsse trabalho foi o de nº 18 pois é um canal normalmente mais usado, podendo transmitir maior número de informações do que os que estão abaixo dêle, além de ter sua portadora mais fãcilmente filtrãvel na restituiçãõ da informação.

A resposta nominal em frequência de cada canal subentende índice de modulação igual a cinco. A máxima resposta em frequência não deve ser usada quando a qualidade da informação é mais importante do que a quantidade da mesma. Deve-se lembrar que o valor eficaz da relação S/R de um canal varia com $3/2$ da potência do índice de modulação empregado. Portanto, quanto maior o índice de modulação melhor a relação S/R da informação.

Os canais 20/21 e G/H são recomendados sômente para portadoras de UHF.

Em têrmos prãticos, caberã ao projetista escolher a resposta em frequência do canal, dentro dos limites especificados.

CAPÍTULO II

INTRODUÇÃO AO SISTEMA PROPOSTO PARA O DSVCO

2.1. Considerações gerais - Diagramas de Blocos

O propósito deste trabalho é o desenvolvimento teórico e prático de um VCO estabilizado por discriminador (DSVCO), dentro das disponibilidades de material e tempo possíveis para sua execução.

Quanto aos recursos materiais, queremos dizer que quando possível e conveniente empregaremos um componente (ex.: transistor, resistor, etc.) de fabricação nacional, caso contrário (ex.: circuitos integrados) empregaremos componentes importados, mas que pelo menos sejam encontrados no mercado brasileiro sem muita dificuldade. Com isso, desejamos possibilitar o emprego posterior, aperfeiçoamento ou reprodução do sistema ou uma parte do mesmo.

A escolha desse sistema aqui estudado se deve basicamente às suas vantagens intrínsecas, ou pelo menos teóricas, em termos de estabilidade, linearidade e baixos espúrios, segundo já nos referimos anteriormente. Por outro lado, dada também sua complexidade, as dimensões se tornam significativas, certamente procuraremos minimizar o número de componentes, já escolhidos entre os menores disponíveis. A montagem final deverá ser feita (se houver tempo) a mais compacta possível. O diagrama de blocos do sistema está esquematizado a seguir (fig.2.1).

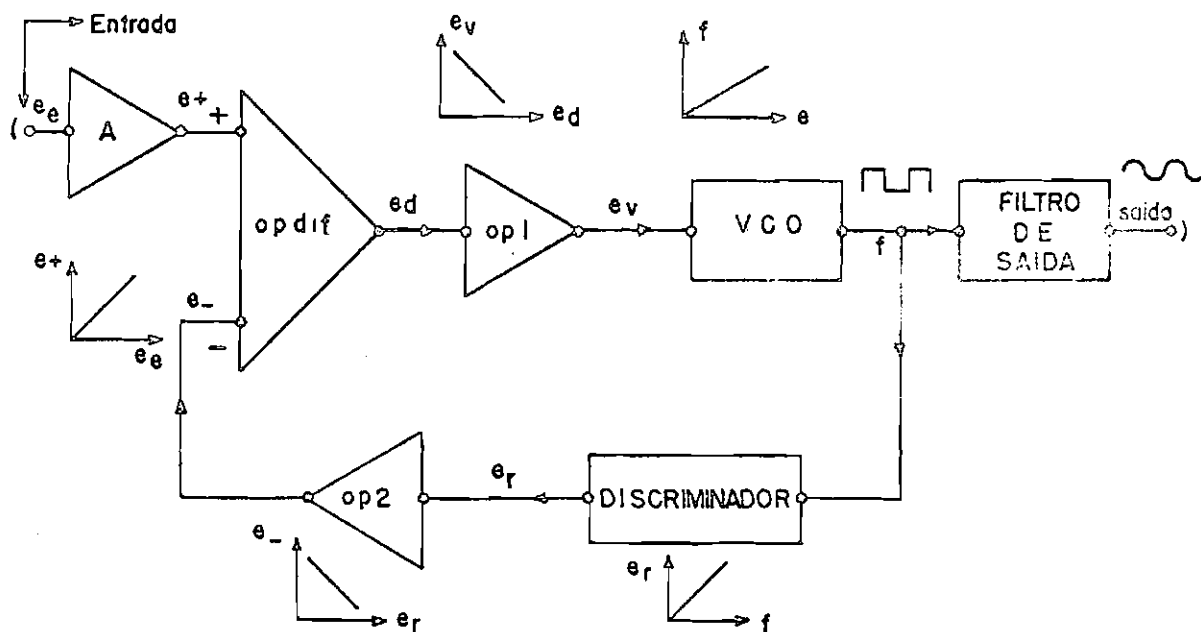


Fig. 2.1 Diagrama de blocos do DSVCO

Analisando o diagrama de blocos procuraremos esquematizar cada bloco por uma descrição sintetizada:

- A: é um estágio amplificador, não inversor, com MOS/FET que tem duas principais finalidades: transformador de impedância; alimentar um sinal com potência suficiente para a entrada não inversora (+) do amplificador diferencial. Deseja-se uma alta impedância na entrada do sistema.
- OP1: é um estágio amplificador integrado, inversor, que tem a finalidade de controlar o ganho de malha do sistema, com baixa impedância na saída.
- OP2: é outro estágio amplificador integrado, inversor, conceitualmente igual ao OP1 mas que além de ajustar o ganho de realimentação do circuito, também amplifica e polariza convenientemente a entrada inversora (-) do amplificador diferencial; uma vez que a saída do discriminador tem uma amplitude de sinal e um nível médio DC inconveniente para aquele estágio (difer.).
- OPDIF: este estágio tem a função de comparador diferencial dos dois sinais de entrada. Como diferencial típico, tem uma entrada não inversora (+) e uma entrada inversora. Ele não é um diferencial simétrico, i.e., tem ganhos diferentes entre si para cada entrada (+) e (-).
- VCO: é um oscilador estável com uma característica de tensão de entrada X frequência não inversa.
- Discriminador: é um demodulador do tipo "duplicador integrador de pulsos" (double pulse averaging) que tem uma característica não inversora de frequência de entrada X tensão de saída.

- Filtro: é para ser (pois talvez não venha a ser construído por falta de tempo disponível) um filtro do tipo passa banda que tem por finalidade transformar os pulsos da sub-portadora em senoide, adequada para a modulação de um transmissor em FM ou AM de TLM de bordo ou de terra. O filtro é também constituído por um estágio seguidor de emissor logo na sua entrada, que tem a finalidade de fornecer potência e amplitude de sinal conveniente para a saída do DSVCO.

Teoricamente, os dois sinais comparados no diferencial deveriam estar em fase, de tal forma que sua saída fôsse simplesmente proporcional ao ganho de realimentação. Portanto, o mérito do sistema estará também no controle dessa defasagem como veremos adiante.

Supondo-se os elementos da malha de realimentação, de comparação e do estágio de entrada suficientemente lineares e estáveis em temperatura, poderemos ter, com essa mesma realimentação, uma compensação de distorção e deriva de temperatura que provavelmente ocorrerão no desempenho do VCO. Daí esperar-se uma boa linearidade e estabilidade em temperatura do sistema.

Vamos deduzir as funções de transferência(F.T.)associadas à fig.2.1. que nos interessam basicamente. Não levaremos em conta as limitações em frequência do sistema, ou seja, desejamos apenas ter uma idéia como influência o ganho D.C. de cada estágio para sinais de baixa frequência.

Em princípio nos interessam duas F.T.: f/e_e e $e-/e+$. Para obtê-las definimos a seguir as relações de ganho para cada estágio:

$$e+ = K_a e_e, \text{ com ganho DC } K_a \approx 1 \text{ para amplificador (A)} \quad (2.1)$$

$$e_d = K_+ e_+ - K_- e_- , \text{ pois o OP/diferencial é} \quad (2.2)$$

assimétrico e,normalmente, os ganhos K_+ e K_- são diferentes para cada entrada(inversora e não inversora em relação à saída.

$$e_v = K_1 e_d, \text{ para o OPI que } \tilde{e} \text{ é inversor de sinal} \quad (2.3)$$

$$f \approx K_f e_v, \text{ para o VCO, uma vez que } K_f \text{ } \tilde{e} \text{ na realidade} \\ \text{uma função não linear de } e_v \quad (2.4)$$

$$e_r = K_d \cdot f, \text{ para o discriminador.} \quad (2.5)$$

No caso, pode-se considerar esse estágio suficientemente linear na banda de F.M. considerada. É oportuno lembrar que $K_f \cdot K_d \ll 1$. Não se levou em consideração, até então, o problema de rejeição da portadora.

$$e_- = -K_2 e_r, \text{ para o OP2 que também } \tilde{e} \text{ um inversor de sinais, a} \\ \text{nálogo ao OP1} \quad (2.6)$$

Pode-se então, com as equações citadas, obter as seguintes F.T. em malha fechada:

$$\frac{f}{e_e} = - \frac{K_a K_+ K_1 K_f}{1 + K_1 K_2 K_f K_d K_-} \quad (2.7)$$

$$\frac{e_-}{e_+} = \frac{K_2 K_d K_f K_1 K_+}{1 + K_2 K_d K_f K_1 K_-} \quad (2.8)$$

Para se obter as equações em malha aberta, basta fazer

$$K_- = 0$$

respectivamente em (2.7) e (2.8):

$$\frac{f}{e_e} = - K_a K_+ K_1 K_f \quad (2.9)$$

$$\frac{e_-}{e_+} = K_+ K_1 K_f K_d K_2 \quad (2.10)$$

Na prática nos interessa controlar esses ganhos variando K_1 e K_2 . Fixando-os adequadamente no sistema, poderemos obter, pela realimentação, uma melhoria na distorção de modulação introduzida pelo VCO, assim como uma certa compensação da deriva térmica implícita à malha fechada.

2.2. Especificações típicas de um VCO/SCO

Citamos, a seguir, as características elétricas e mecânicas típicas de um VCO/SCO empregado em TLM de bordo (de foguetes) fabricado pela Bristol Aerospace Ltda. do Canadá e empregando as especificações dos canais IRIG para telemetria.

Características elétricas:

- sensibilidade de modulação: 0 a 5 volts para 7.5% de desvio em frequência da sub-portadora (canais IRIG de 1 a 21)
- impedância de entrada: maior do que $1M\Omega$
- linearidade: desvio menor do que 0,5% em relação à faixa de passagem nominal ($\pm 7,5\%$) entre a reta que melhor se ajusta à curva de calibração do VCO e esta última
- requisitos de alimentação: $12 \pm 0,02$ VDC com consumo menor do que 15 mA. - $6 \pm 0,05$ VDC com um consumo menor do que 12 mA
- deriva a longo prazo: após 15 minutos de aquecimento, menos de 1% da faixa de passagem operada durante as 8 horas seguintes
- modulação em amplitude: menor do que 10%
- distorção total de harmônicas: menor do que 2%
- impedância de saída: seguidor de emissor no estágio de saída podendo operar com carga maior ou igual a $2 K\Omega$
- tensão de saída: ajustável de 0 a 2 volts numa carga maior ou igual a $2 K\Omega$.

Especificações Mecânicas e às intemperies

- temperatura: variando entre $+ 10^{\circ}\text{C}$ e $+ 60^{\circ}\text{C}$ a frequência central mantém-se dentro de 2% da faixa de passagem
- choque térmico: quando se verifica uma variação brusca (de grau) de $+ 25^{\circ}\text{C}$, esta última permanecendo por 10 minutos a frequência central do VCO mantém-se dentro de um desvio de $\pm 2\%$ em relação à faixa de passagem.
- aceleração: com 50 g, durante um minuto, segundo qualquer eixo, a frequência se mantém estável dentro de $\pm 0,5$ da faixa de passagem
- altitude: sem limites (baixa pressão).

As especificações típicas acima citadas servem como base para o desenvolvimento do DSVCO à medida que tais testes forem viáveis e quando fôr o caso também. Certamente se o emprego do DSVCO fôr para TLM de terra ou mesmo a bordo de aviões, as especificações anteriores poderão ser bem menos rígidas.

CAPÍTULO III
PROJETO E SÍNTESE DO SISTEMA

Nêste capítulo vamos detalhar os pontos importantes de cada estágio do DSVCO, em termos de projeto.

3.1. Introdução ao VCO astável

O VCO é o estágio gerador de FM. O desvio máximo de frequência em torno da sub-portadora é fixado de antemão.

Por outro lado, o sinal modulador máximo de entrada é limitado pelo amplificador que precede ao VCO.

O VCO escolhido foi um multivibrador astável [6] que pode ter ajustes de simetria dos pulsos de saída, assim como um ajuste que permita obter o desvio de frequência desejado com o sinal de modulação da entrada.

A forma dos pulsos na saída não é muito importante, uma vez que nos interessará apenas a frequência instantânea da componente fundamental do sinal obtido.

O tempo de subida do pulso deve ser suficientemente menor do que o período, para que a tensão máxima de coletor seja obtida antes que haja nova saturação do respectivo coletor.

3.1.1. Cálculo do VCO

O modelo básico do VCO astável a ser considerado é o seguinte (fig.3.1.):

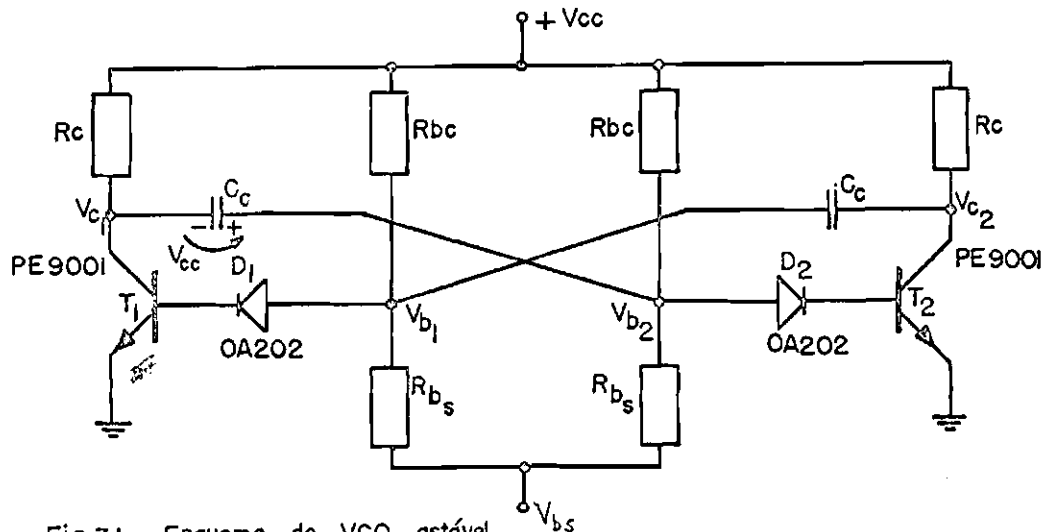


Fig.3.1.- Esquema do VCO astável.

Os diodos D_1 e D_2 são utilizados para proteger a junção emissor base do transistor de uma tensão inversa excessiva.

Vamos a seguir fazer a análise do circuito da fig. 3.1. Inicialmente vamos achar a forma de onda na base e coletor, em seguida, calcular os valores dos componentes para a montagem do circuito.

Suporemos que o circuito seja simétrico. Inicialmente, consideramos que T_1 (fig.3.1.) passe da saturação para o corte e T_2 passe da condução para a saturação. Isso tudo ocorre de $t = 0_-$ para $t = 0_+$. Vamos analisar as formas de onda no coletor de T_1 (v_{c1}) e na base de T_2 (v_{b2}). Chamaremos de v_{cc} a tensão no capacitor C_c .

Definimos as seguintes tensões:

- V_{bs} - tensão de modulação do VCO
- V_s - tensão base - emissor na saturação do transistor
- V_c - tensão base - emissor (cutin voltage) [6] quando o transistor passa do corte para a região normal
- V_d - queda de tensão no diodo quando polarizado diretamente
- r_{bb} - resistência de espalhamento da base do transistor

V_{ces} - tensão coletor - emissor quando na saturação do transistor.

Para $t = 0_-$ temos os seguintes valores para v_{cc}, v_{cl}, v_{b2} :

$$v_{cc}(0_-) = V_d + V_c - V_{ces}$$

$$v_{cl}(0_-) = V_c + V_d$$

Considere-se para $t = 0_+$ o seguinte circuito (fig.3.2.):

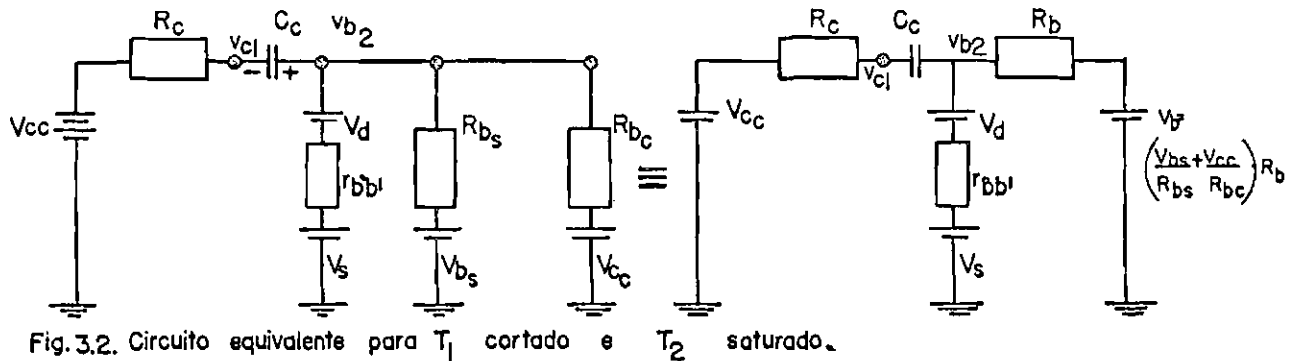


Fig.3.2. Circuito equivalente para T_1 cortado e T_2 saturado.

Sendo R_b definido por:

$$R_b = (R_{bs} \cdot R_{bc}) / (R_{bs} + R_{bc}) \quad (3.1)$$

Para $t = 0_+$, teremos:

$$v_{cc}(0_+) = v_{cc}(0_-)$$

$$v_{cl}(0_+) = -v_{cc}(0_+) + V_s + V_d + d = V_s - V_c + V_{ces} + d$$

$$v_{b2}(0_+) = V_s + V_d + d$$

d é a sobretensão ("over shoot") que se verifica na forma de onda da base de T_2 e no coletor de T_1 , quando T_2 passa do corte para a saturação cujo valor aproximado é:

$$d = r_{bb'} \cdot \frac{V_{cc} + (V_c - V_s) - V_{ces}}{R_c + r_{bb'}} + (V_s - V_c) \quad (3.2)$$

considerando $r_{bb'} \ll R_b$.

As expressões analíticas das formas de onda para $0 < t < T/2$ serão dadas como sendo:

$$v_{b2}(t) = |v_{b2}(0_+) - (V_d + V_s)| e^{-t/\tau_c} + (V_d + V_s) \quad (3.3)$$

$$v_{c1}(t) = (v_{c1}(0_+) - V_{cc}) e^{-t/\tau_c} + V_{cc} \quad (3.4)$$

Uma vez que v_{c1} e v_{b2} tenderiam para:

$$v_{c1}(\infty) = V_{cc}$$

$$v_{b2}(\infty) = V_d + V_s$$

(desprezando-se aqui o termo $V_b \frac{r_{bb'}}{R_b + r_{bb'}}$)

Suponha-se agora que o capacitor C_c (do coletor de T_1) se carregue através do R_{bc} e R_{bs} de tal forma que T_2 corte T_1 sature. Para tanto, temos o circuito equivalente da figura 3.3.:

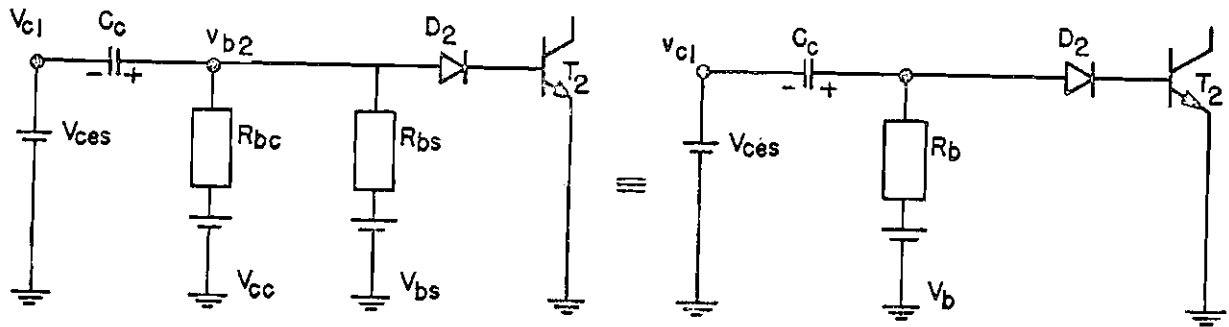


Fig. 3.3 Circuito equivalente para T_1 saturado e T_2 cortado.

Se $T/2$ for suficientemente maior do que τ_c ($T/2 \gg \tau_c$), então para $t = (T/2)_-$ podemos escrever:

$$v_{c1}(T/2)_- = V_{cc} \text{ e } v_{b2}(T/2)_- = V_d + V_s$$

Logo após a comutação (T_1 satura e T_2 corta), as tensões v_{c1} e v_{b2} serão definidas por:

$$v_{cc}(T/2)_+ = V_d + V_s - V_{cc}$$

$$v_{c1}(T/2)_+ = V_{ces}$$

$$v_{b2}(T/2)_+ = v_{cc}(T/2)_+ + V_{ces} = V_d + V_s + V_{ces} - V_{cc}$$

Já agora no intervalo $T/2 < t < T$ teríamos v_{c1} e v_{b2} tendendo para os seguintes valores:

$$v_{c1}(\infty) = v_{c1}(T/2)_+ = V_{ces}$$

$$v_{b2}(\infty) = V_b$$

A constante de tempo do circuito acima será dada por $t_b \approx R_b C_c$, então:

$$v_{c1}(t) = V_{ces} \quad (3.5)$$

$$v_{b2}(t) = (V_d + V_s + V_{ces} - V_{cc} - V_b) e^{-t/t_b} + V_b \quad (3.6)$$

Para $t = T_-$

$$v_{b2} = V_d + V_c = (V_d + V_s + V_{ces} - V_{cc} - V_b) e^{-T/2t_b} + V_b \quad (3.7)$$

Neste instante (T_-) T_2 vai novamente para a saturação e T_1 corta. Fica assim completo o ciclo de oscilação.

Esquemáticamente, após as considerações analíticas feitas logo atrás, podemos representar as formas de onda no coletor de T_1 e na base de T_2 ao longo de um ciclo completo (fig.3.4.).

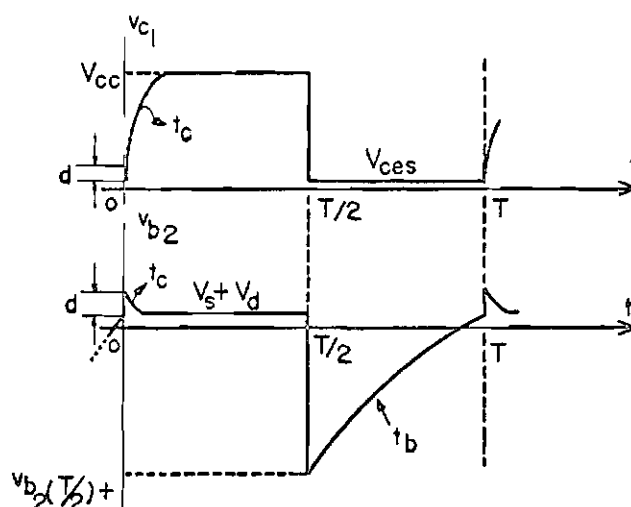


Fig.3.4. Formas de onda na base de T_2 e no coletor de T_1 .

Da equação (3.7) podemos tirar o período (T) de oscilação, ou seja:

$$e^{-T/2t_b} = (V_d + V_c - V_b) / (V_d + V_s + V_{ces} - V_b - V_{cc}) \quad (3.8)$$

como $t_b = R_b C_c$

$$T = 2R_b C_c \cdot \ln \left| (V_d + V_s + V_{ces} - V_{cc} - V_b) / (V_d + V_c - V_b) \right| \quad (3.9a)$$

Projeto do VCO

Os dados sobre os componentes são:

T_1 e T_2 transistores PE9001 (NPN) que têm as seguintes características típicas:

$BV_{ebo} = 4.5 \text{ V}$ (mínimo): tensão de ruptura emissor-base com coletor em aberto

$h_{FE} \approx 30$ (mínimo) p/ $I_c = 5,9 \text{ mA}$, $V_{ce} = 10 \text{ V}$, 25°C

$V_s \approx 0,85 \text{ V}$ (máximo) p/ $I_b = 1 \text{ mA}$, $I_c = 10 \text{ mA}$

$$V_{ces} = 0,25 \text{ V (máximo) p/ } I_b = 1 \text{ mA, } I_c = 10 \text{ mA}$$

$$t_{on} = 9 \text{ ns (max.) - tempo de saturação}$$

$$t_{off} = 15 \text{ ns (max.) - tempo de corte}$$

$$V_c = 0,5 \text{ (estimado para transistor de Si)}$$

$$h_{fe} \text{ (max.)} = 300 \text{ p/ } I_b = 1 \text{ mA, } I_c = 10 \text{ mA}$$

D_1, D_2 - diodos OA202 com as seguintes características típicas (máximas):

$$- V_d = 0,8 \text{ V p/ } I_D = 10 \text{ mA}$$

$$- V_d = 0,52 \text{ V p/ } I_D = 0,1 \text{ mA}$$

$$\text{Adotaremos } V_d = 0,7 \text{ V}$$

Certamente os dados acima não são precisos, mas servem de base para um cálculo mais aproximado.

Fixemos a corrente máxima no coletor (na saturação), em:

$$I_c \text{ (max)} = 5,9 \text{ mA} \therefore h_{fe} \text{ (min)} = 30$$

Assim determinamos R_c , com $V_{cc} = 12 \text{ volts}$.

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_{ces}}{I_c \text{ (max)}} \therefore R_c = 2 \text{ K } \Omega \quad (3.9)$$

$$\text{Devemos ter } t_c = R_c C_c \ll T_{\min}/2 \quad (3.10)$$

Para tanto, observamos que:

$$\begin{aligned} \text{fr.mínima} &\rightarrow f_n = 64,750 \text{ KHz} \rightarrow T_x/2 \rightarrow 1/2f_n = 7,82\mu s, V_{bsn} = 0,134 V_{cc} \\ \text{fr.central} &\rightarrow f_c = 70,000 \text{ KHz} \rightarrow T_c/2 \rightarrow 1/2f_c = 7,14\mu s, V_{bsc} = 0,3 V_{cc} \\ \text{fr.máxima} &\rightarrow f_x = 75,250 \text{ KHz} \rightarrow T_n/2 \rightarrow 1/2f_x = 6,64\mu s, V_{bsx} = 0,467 V_{cc} \end{aligned}$$

Sendo $R_c = 2K\Omega$, podemos adotar $C_c = 330 \text{ pF}$, pois:

$$R_c C_c \approx 0,66 \mu s \ll T_n/2 = 6,64 \mu s$$

Para que a saturação, de T_1 e T_2 , seja garantida devemos ter:

$$\frac{V_b(\min) - V_d - V_s}{R_b + r_{bb'}} \approx \frac{V_b(\min) - V_d - V_s}{R_b} > \frac{I_c(\max)}{h_{fe}(\max)} \approx 0,2 \text{ mA} \quad (3.11)$$

Adotaremos:

$$R_{bc} = \frac{2}{3} R_{bs} \quad (3.12)$$

Teremos então V_b e R_b dados por:

$$V_b = \frac{3}{5} \left(\frac{2}{3} V_{bs} + V_{cc} \right), \quad R_b = \frac{3}{5} R_{bs} \quad (3.13)$$

Mas, da equação 3.9, temos:

$$R_b = - \frac{T}{2C_c} \ln \left[\frac{(V_b + V_c - V_b)}{(V_d + V_s + V_{ces} - V_{cc} - V_b)} \right] \quad (3.14)$$

Para $T = T_c$ e $V_{bs} = V_{bsc}$, a partir da equação 3.14, obtemos:

$$R_b = 27,1 \text{ K}\Omega$$

É imediato que $R_{bs} = 45,2 \text{ K}\Omega$, $R_{bc} = 31,5 \text{ K}\Omega$

Vamos, então, verificar se a condição de saturação (T_1, T_2) foi satisfeita. Como $V_{bsn} = 0,134 V_{cc}$, então $V_b(\min) \approx 0,655 V_{cc}$, ou seja, $V_b(\min) \approx 7,85 \text{ Volts}$. Mas pela equação (3.11) devemos ter:

$$R_b(\text{K}\Omega) < \frac{(V_b(\min) - V_d - V_s) \text{ Volts}}{0,2 \text{ mA}} \quad (3.15)$$

No caso, devemos ter $R_b < 31,5 \text{ K}\Omega$. Como encontramos anteriormente $R_b = 27,1 \text{ K}\Omega$, então a condição da saturação está satisfeita.

Com os cálculos já feitos, pode-se então montar o circuito tal como está na fig.3.1. Porém devemos prever que:

19) O circuito prático não será perfeitamente simétrico (deve-se então minimizar a assimetria da onda pulsada).

29) A relação entre o sinal modulador (V_{bs}) e a frequência instantânea (f) do astável deverá obedecer, dentro do possível, a tabela 3.1 para que a máxima linearidade seja atingida.

TABELA 3.1

V_{bs} (Volts)	f (KHz)
1,6 (mínimo)	64,750
3,6 (centro)	70,000
5,6 (máximo)	72,250

Então, para que as duas últimas condições possam ser otimizadas foi montado o seguinte circuito (fig.3.5):

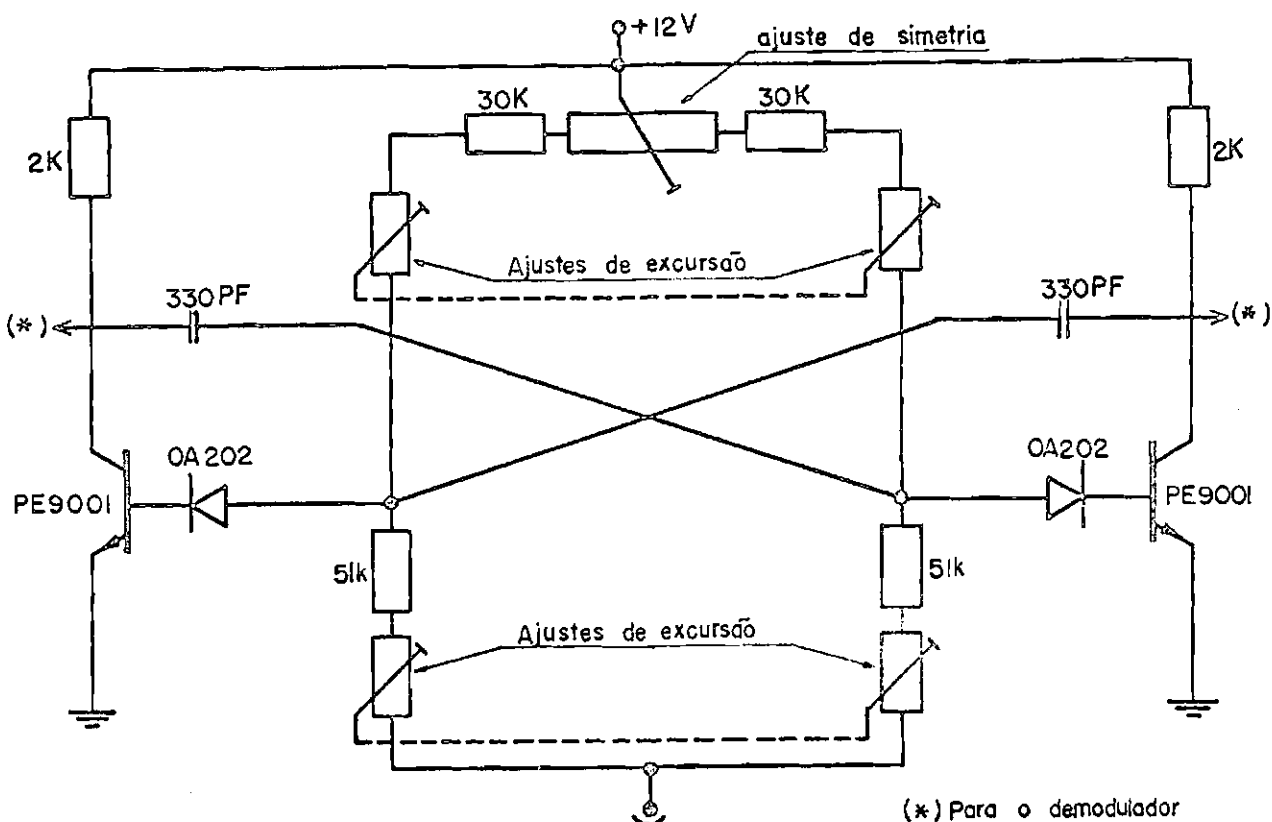


Fig.3.5 Circuito final do VCO.

Nos ajustes finais (em carga com o demodulador), verificou-se que $R_{bc} = 60 \text{ K}$ e $R_{bs} = 90 \text{ K}$ valendo lembrar que a relação $R_{bc} = \frac{2}{3} R_{bs}$ foi aproximadamente observada. Como então R_b passa a ser igual a $36 \text{ K}\Omega$ a condição de saturação não seria satisfeita. Porém, com a seleção adequada de dois transistores PE9001 obtêm-se facilmente um que tenha h_{fe} suficiente para saturação dos dois transistores.

3.2. Introdução ao Demodulador Dobrador de Pulsos e Integrador

O demodulador a ser considerado pode ser representado pelo diagrama de blocos da fig.3.6.

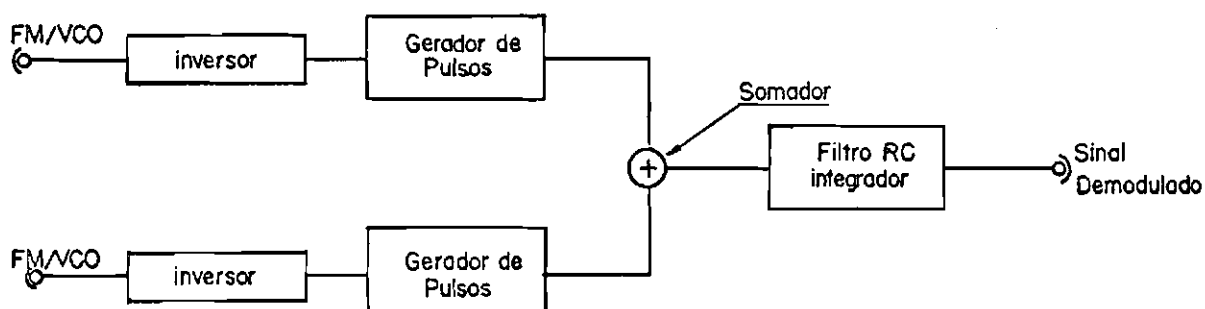


Fig.3.6 Diagrama de blocos do demodulador.

As duas entradas do demodulador estão ligadas separadamente, aos coletores do VCO/astável. Os dois canais, entre o astável e o somador, são idênticos e, compreendem um estágio de isolamento e um gerador de pulsos.

Cada canal fornece ao somador pulsos defasados entre si de meio ciclo. O sinal obtido na saída do somador passa por um filtro RC integrador que detecta o sinal modulador do VCO.

3.2.1. Projeto do demodulador

Os dois canais do demodulador são idênticos. Estudaremos as formas de onda e o projeto de um canal (fig.3.7), e em seguida o somador e o filtro RC.

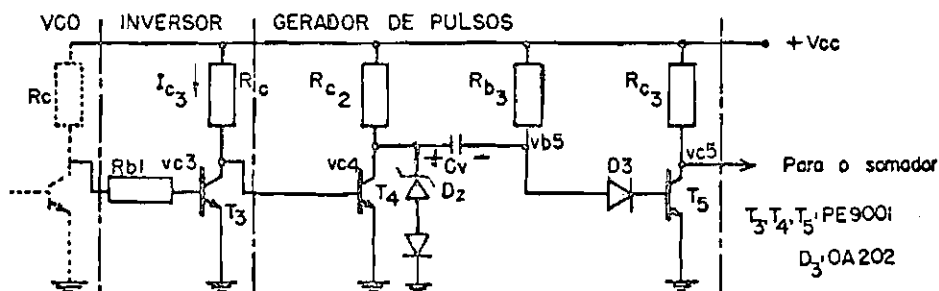


Fig.3.7. Canal inversor/gerador de pulsos.

Projeto do inversor

Se fixarmos $R_{c1} = 10 \text{ K}\Omega$ deveremos ter R_{b1} calculado por:

$$\frac{(V_{cc} - V_s)}{R_c + R_{b1}} > K \frac{(V_{cc} - V_{ces})}{h_{fe}(\min) R_{c1}}$$

desde que $R_{b1} \gg r_{bb'} \approx 0$

então,

$$R_{b1} < h_{fe}(\min) \frac{R_{c1}}{K} \cdot \frac{(V_{cc} - V_s)}{(V_{cc} - V_{ces})} - R_c \quad (3.17)$$

Onde $K > 1$, é um fator de segurança que devidamente dimensionado permite uma saturação efetiva do transistor.

Vamos continuar considerando os mesmos parâmetros típicos do transistor PE9001. Então, sendo $V_{cc} = +12 \text{ Volts}$, e $I_c(\max)$ dado por:

$$I_c(\max) = \frac{V_{cc} - V_{ces}}{10 \text{ K}\Omega} \therefore I_{c3}(\max) = 1,175 \text{ mA}$$

Observando a característica típica de $h_{fe} = h_{fe}(I_c)_{25^\circ\text{C}}$ e $V_{cc} = 10 \text{ V}$, temos uma estimativa do h_{fe} para $I_{c3}(\max)$, logo, $h_{fe}(\min) \approx 30$ (a favor da segurança).

Escolhemos $K \approx 5$, então deveremos ter:

$$R_{b1} < 55 \text{ K}\Omega, \text{ adotaremos } R_{b1} = 30 \text{ K}\Omega$$

Projeto do Gerador de Pulsos

Vamos calcular os componentes do gerador de pulsos baseando-nos no modelo esquematizado na fig.3.7.

Inicialmente, vamos fazer algumas considerações sobre o erro que pode surgir no pulso gerado somente devido à deriva térmica dos componentes semi-condutores do gerador considerado.

Se observarmos o diodo D_3 (colocado para proteção da junção E-B de T_5 em polarização inversa, cujo máximo nominal é de -4,5 Volts) em série com a junção E-B de T_5 , concluímos que a deriva térmica dessa combinação tem um papel secundário na tensão (V_{cv}) do capacitor C_v (tensão positiva) que vai determinar a largura do pulso. De fato, se considerarmos a tensão $V_{zc} = V_z$ (Zener) + V_{cz} (diodo D_{cz}) e as tensões V_D e V_5 já definidas, então, a tensão máxima negativa de V_{b5} será: $V_{b5} = (V_D + V_5) - V_{zc} - V_{ces}$. Mas como T_5 só satura novamente quando $V_{b5+} = V_D + V_5$, observaremos que a amplitude máxima do pulso aplicado em V_{b5} será: $\Delta V_{b5} = V_{b5+} - V_{b5-} = V_{zc} + V_{ces}$. Portanto, o efeito de deriva dessas duas junções pode, em primeira aproximação, ser desprezado.

Outra tensão que é fonte de deriva é a de coletor-emissor do transistor T_4 quando na saturação, ou seja, $V_{ces}(T)$. Verificou-se que para o transistor PE9001, adotado como T_4 , a variação de V_{ce5} é pequena com a temperatura. Observou-se uma deriva média da ordem de $(\Delta V_{ces}/\Delta T) = + 0,29 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, entre 20 e 50°C, com um resistor de carga de 1,2 K Ω .

Resta-nos considerar a deriva devida ao diodo Zener, D_z . Procuramos fazer a compensação térmica desse dispositivo não só controlando a sua corrente, assim como, colocando o diodo D_{cz} . Levantamos a curva característica do diodo e procuramos um valor para R_{cz} que desse uma corrente $-I_z (= 4,16 \text{ mA})$ sensivelmente acima do joelho e que, ao mesmo tempo, correspondesse a uma deriva térmica do Zener que fosse compensada por aquela do

diodo D_{cz} , entre 20 e 50°C, uma deriva, total, de + 0,65 mV/°C, aproximadamente (citaremos adiante o Zener adotado). Note-se que para fins de geração dos pulsos, essas duas últimas derivas tendem a se subtrair, diminuindo assim a deriva total, equivalente, do gerador de pulsos. O valor encontrado para R_{c2} foi o de 1,2 KΩ.

Por outro lado, justifica-se o acoplamento direto entre T_3 e T_4 , uma vez que, para $R_{c1} = 10 \text{ K}\Omega$ mediu-se V_{ces} (de T_3) = 0,125 Volts para T_{amb} , e tendo uma razão de deriva ($\Delta V_{ces}/\Delta T$) = 0,22 mV/°C entre 21 e 50°C, portanto, pode-se garantir que o corte de T_4 se verifica, pois V_c (de T_4) $\approx$ 0,5 Volts.

Quanto T_4 corta, C_v carregar-se através de T_{c2} , D_3 e E-B de T_5 saturado, até a tensão $V_{cv} = (V_z + V_{cz} - V_c - V_s)$, partindo de uma tensão aproximada de $(V_{ces} - V_d - V_s)$ e com uma constante de tempo $t_1 = R_{c2}C_v$.

Para o cálculo de C_v , adotamos $t_1 = 0,09 T_n$ ($T_n = 13,29\mu s$: período mínimo dentro da faixa de modulação). Logo, $C_v \approx 1,0 \text{ nF}$.

Por outro lado, quando T_4 satura, T_5 corta pois uma tensão a proximadamente igual a $(V_{ces} - V_{cv})$ é imposta por C_v entre a junção B-E de T_5 e do diodo D_3 . A equação que traduz o nível de tensão entre C_v e D_3 passa a ser dada por:

$$V_{b5} = (V_{ces} - V_{cv} - V_{cc}) e^{-t/t_2} + V_{cc} \quad (3.18)$$

onde $t_2 = R_{b3}C_v$. Adotaremos os valores: $V_{ces} = 0,25 \text{ Volts (max)}$, $V_d = 0,8 \text{ Volts}$, $V_s = 6,2 \text{ Volts}$ (tensão Zener nominal do diodo BZY88 empregado é de 6,2 Volts).

Logo T_5 irá conduzir novamente quando $V_{b5} = V_c + V_d$, ($V_c \approx 0,5 \text{ Volts}$), i.e.:

$$V_c + V_d = (V_{ces} - V_{cv} - V_{cc}) e^{t_c/t_2} + V_{cc} \quad (3.19)$$

Vamos considerar o "pior caso", quando $T = T_n$, e façamos $t_c = T_n/4$, (3.19) fica:

$$t_2 = \left(\frac{T_{\min}}{4}\right) / \ln \left(\frac{V_{ces} - V_{cv} - V_{cc}}{V_d + V_c - V_{cc}}\right) \quad (3.20)$$

Mas,

$$V_{cv} = V_z + V_{cz} - V_d - V_s \quad (3.21)$$

onde

$$V_{cz} = V_d, \text{ i.e., o mesmo diodo. Então:}$$

$$V_{cv} = V_z - V_s = 5,35 \text{ Volts}$$

Obtemos

$t_2 = 7,24 \mu s$. Como $C_v = 1,0 nF$, então $R_{b3} = 7,24 K\Omega$. Adotamos $R_{b3} = 7,5 K\Omega$. Resta-nos calcular R_{c3} , que será dado por:

$$R_{c3} > \frac{K R_{b3}}{h_{fe}(\min)} \cdot \frac{(V_{cc} - V_{ces})}{(V_{cc} - V_d - V_s)} \quad (3.22)$$

Para $k = 5$ e $h_{fe}(\min) = 25$ para $I_c = 1,72 \text{ mA}$ (max) devemos ter $R_{c3} > 1,7 K\Omega$. Adotamos $R_{c3} = 6,8 K\Omega$. As formas de onda típicas do gerador de pulsos estão caracterizadas na fig.3.8.

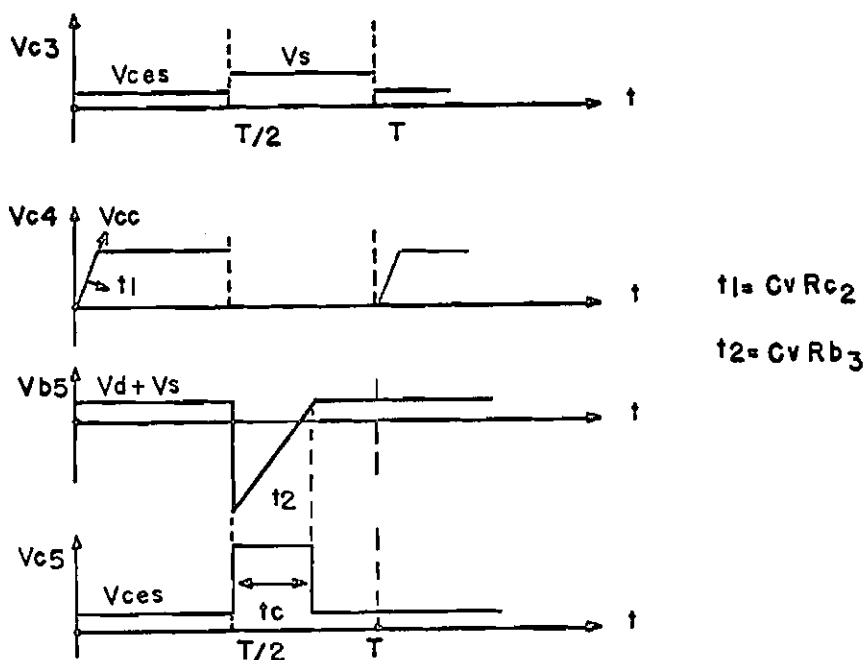


FIG.3.8 FORMAS DE ONDA EM UM CANAL DO DEMODULADOR.

Projeto do somador e do filtro RC discriminador

Vamos representar o circuito (fig.3.9) que compreende o estágio somador/duplo inversos e o filtro RC. Em seguida faremos o cálculo dos componentes a serem utilizados no circuito.

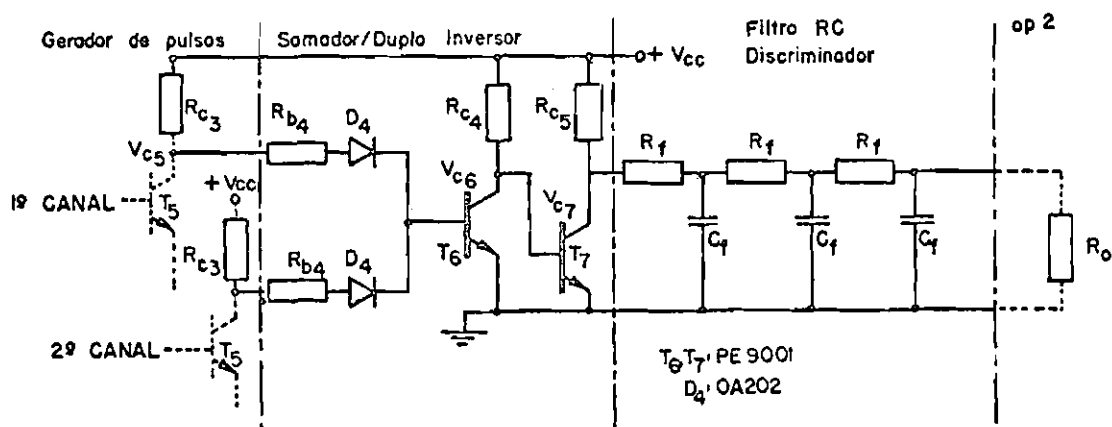


Fig. 3.9. Estágio Somador e filtro RC do demodulador.

A razão de se utilizar um duplo inversor de comutação como estágio somador, reside em se visar uma melhor comutação, ao mesmo tempo em que os dois resistores R_{b4} possam ter valores relativamente altos, e portanto possa-se ter a menor interação entre os dois canais.

A utilização dos dois diodos D_4 permite minimizar essa interação. Pois se não houvesse essa isolamento, com um T_5 cortado e o outro T_5 saturado, a carga do capacitor C_v (v.fig.3.7), através do último transistor saturado, poderia ter seu valor alterado. Para fins de cálculo, consideraremos que cada canal gerador de pulsos age isoladamente sobre T_6 .

Para T_6 sature devido ao corte de T_5 , deve-se observar a seguinte equação:

$$\frac{V_{cc} - V_d - V_s}{R_{c3} + R_{b4}} > \frac{K}{h_{fe}(\min)} \cdot \frac{(V_{cc} - V_{ces})}{R_{c4}} \quad (3.23)$$

Adotamos $R_{c4} = 22 \text{ K}\Omega$, $K = 5$, portanto, para T_6 com $I_c(\text{max}) = 0,54 \text{ mA}$, adotamos $h_{fe}(\text{min}) = 15$ (extrapolando a característica $h_{fe} = h_{fe}(I_c)$ = 25°C , $V_{ce} = 10\text{v}$. Se fizermos $R_{c3} = 6 \text{ K } 8 \Omega$, então, pela eq.(3.23) devemos ter $R_{b4} < 52 \text{ K } 2 \Omega$; adotamos $R_{b4} = 30 \text{ K}\Omega$.

Quanto ao transistor T_7 , deveríamos alimentar o filtro RC com a menor impedância possível, e portanto ter R_{cs} o menor possível. Mas tendo em vista uma potência de consumo limitada, adotamos $R_{cs} = 5 \text{ K}\Omega$. Para que T_7 sature, devemos ter:

$$\frac{(V_{cc} - V_s)}{R_{c4}} > \frac{K}{h_{fe}(\text{min})} \cdot \frac{(V_{cc} - V_{ces})}{R_{c5}} \quad (3.24)$$

Fazendo $K = 5$, para $h_{fe}(\text{min}) = 25$ p/ $I_c = 2,3 \text{ mA}$, $V_{ce} = 10 \text{ Volts} / 25^\circ\text{C}$, então $(R_{bs} + R_{c4})$ deverá satisfazer a desigualdade $(R_{bs} + R_{c4}) < 24,4 \text{ K}\Omega$. Adotamos $R_{c4} = 22 \text{ K}\Omega$. Aqui também, o acoplamento direto entre o coletor de T_6 e a base de T_7 foi feito baseando-nos na justificativa feita, sobre a variação de $V_{ces}(T)$ de transistor PE9001, quando projetamos o gerador de pulsos desse demodulador.

Vamos agora considerar as formas de onda típicas no coletor de T_s (dois canais), V_{cs} , nos coletores de T_6 e T_7 (v_{c6} e v_{c7} respectivamente), a seguir pela fig.3.10.

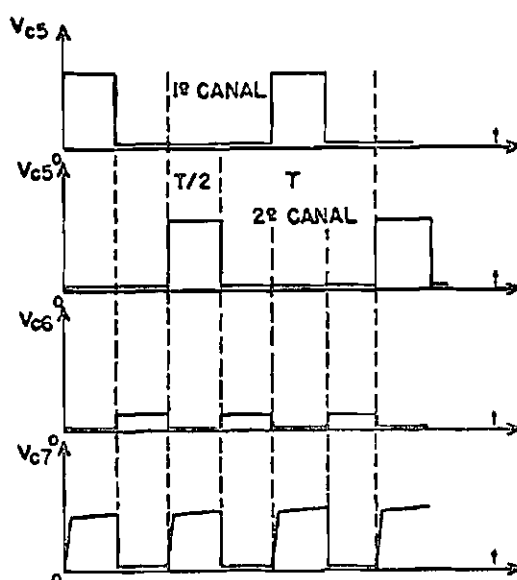


Fig.3.10. Formas de ondas típicas do gerador/somador de pulsos.

Um problema que surge ao se querer calcular o filtro RC da figura (3.9) está em saber qual a resistência equivalente (R_e) vista pelo filtro na saída do transistor T_7 durante o ciclo pulsado de sinal, ou seja, quando T_7 está saturado, R_1 está com sua extremidade ligada a T_7 praticamente à terra (a menos da tensão V_{ces}). Quando T_7 está cortada, R_1 está em série com R_{c5} que por sua vez é alimentado por V_{cc} .

Uma vez que não é necessário conhecer o nível exato do sinal de tetado obtido na saída do filtro RC, o que pode ser obtido experimentalmente vamos, considerar um modelo de circuito simplificado para o cálculo do filtro.

Ainda que tenhamos adotado este método de cálculo para o filtro, apresentamos no Apêndice A dessa publicação, um outro método que seria uma alternativa de cálculo para os filtros RC considerados a seguir. O método se mostrou satisfatório para os objetivos desejados em cada estágio do desenvolvimento do projeto.

Considerando que por observação do circuito acoplado a entrada do filtro temos uma noção dos casos limites da resistência que o ciclo de trabalho dos pulsos no coletor de T_7 é de $\approx 50\%$, construímos o seguinte circuito equivalente (fig.3.11) para o qual fazemos $R_e = 1/2 R_{cs}$.

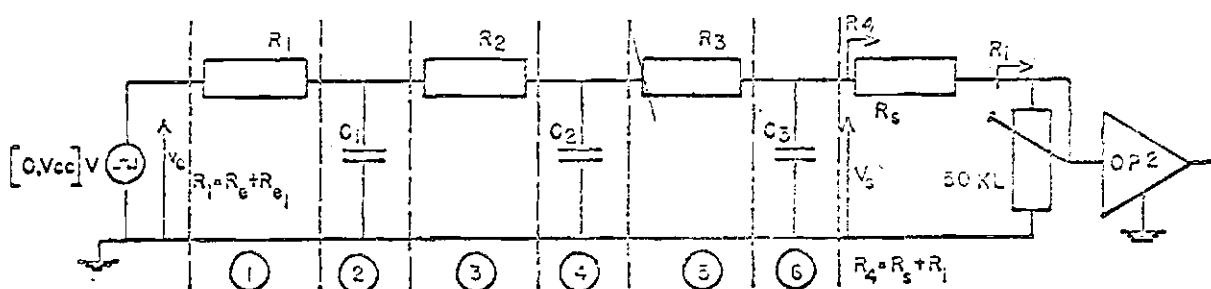


Fig.3.11. Circuito equivalente para o filtro RC discriminador.

Outro problema no cálculo do filtro se resume em saber qual valor deve ser atribuído a R_4 . Ao se polarizar o OP2, observa-se que R_i pode ser representado aproximadamente por um resistor de $15K\Omega$, resultado da combinação de uma fração ($\approx 25/30 K\Omega$) do potenciômetro ($50 K\Omega$) em paralelo com a impedância nominal de entrada do OP2 que é $50 K\Omega$ [13]. Supondo a resistência de realimentação suficientemente maior do que essa última combinação paralela, então podemos considerar esse mesmo valor para R_i . Como $R_s = 6 K\Omega$, e sendo $R_4 = R_s + R_i$, então $R_4 \approx 22 K\Omega$.

Podemos agora calcular a função de transferência (F.T.) v_s/v_e em termos de transformada de Laplace (BV_s/V_e). Se considerarmos as matrizes de transmissão [8] das seções 1 à 2 (fig.3.11) dadas por A_1 e A_2 tal que:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad e \quad A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ SC_1 & 1 \end{bmatrix}$$

e construídas de maneira análoga para A_3, A_4, A_5, A_6 e sendo $V_5 = R_5 I_5$ e, uma vez que:

$$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = A_1 A_2 A_3 A_4 A_5 A_6 \begin{bmatrix} V_5 \\ I_5 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

então com a eq.(3.25) a F.T. (V_s/V_e) será dada por:

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{V_e}(s) = & 1 / \{ T_1 \cdot T_2 T_3 \cdot s^3 + (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3 + R_1 C_2 T_3 + R_2 C_3 T_1 + \frac{R_3}{R_4} \cdot \\ & \cdot T_1 T_2) \cdot s^2 + [R_1 C_2 + R_1 C_3 + R_2 C_3 + T_1 + T_2 + T_3 + \frac{R_2}{R_4} T_1 + \frac{R_3}{R_4} \\ & (T_1 + T_2 + R_1 C_2)] \cdot s + 1/G_0 \} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Para a última expressão temos:

$$\begin{aligned} T_1 &= R_1 C_1 \\ T_2 &= R_2 C_2 \\ T_3 &= R_3 C_3 \end{aligned} \qquad G_o = R_4 / (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)$$

Onde T_1 , T_2 e T_3 são constantes de tempo do circuito e G_o é o ganho D.C. da F.T. dada pela eq.(3.26).

Porém, no cálculo prático do filtro, tornar-se-ia trabalhoso adotar uma frequência de corte em função dos demais parâmetros envolvidos (e desconhecidos "a priori") tais como R_{e1} , C_1 , R_2 , C_2 , R_3 , e C_3 e assim localizamos os três polos envolvidos no filtro.

Adotaremos um método simplificado para o cálculo daqueles parâmetros. Certamente isto implicará em um erro, mas uma vez que temos a banda de informação razoavelmente separada da portadora F.M. podemos aproximar os cálculos com o método adotado a seguir, desde que se garanta uma banda mínima de informação, o que poderá ser feito verificando-se os resultados experimentais obtidos.

O método simplificado ao qual nos referimos é o seguinte:

Supomos que a impedância de entrada de cada seção R.C. seja suficientemente alta em relação à impedância de saída da seção anterior, de tal forma que consideraremos cada polo, de uma das seções R.C. isoladas, igual respectivamente a cada um dos três polos das três seções quando consideradas acopladas (em termos de F.T.). Daí consideraremos a primeira seção dada por R_1 , C_1 , a segunda por R_2 , C_2 e a terceira por R_3 , R_4 e C_3 . Logo, as constantes de tempo associadas serão:

$$\begin{aligned} T_1 &= R_1 C_1 = (R_e + R_{e1}) C_1 \\ T_2 &= R_2 C_2 \end{aligned}$$

$$T_3 = [(R_e \cdot R_4) / (R_3 + R_4)] C_3$$

Observemos agora a curva de atenuação (e fase), normalizada [8], dada pela fig.3.12 para uma seção qualquer R.C. de constante de tempo $T=RC$.

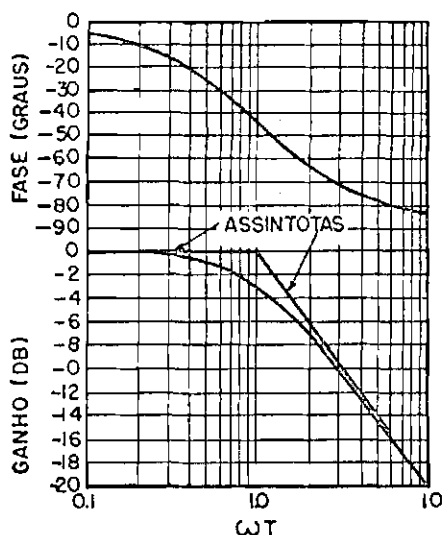


Fig.3.12 Curva de atenuação e fase para a função $1/(j\omega T + 1)$.

Vamos fixar em 2,0 KHz (3dB) a banda nominal do discriminador, subentendendo-se que cada seção R.C. contribua com 1dB de atenuação (por hipótese), em 2 KHz e tendo a frequência de corte f_c em 4 KHz. Para fins de cálculo, em primeira aproximação, além de supormos $T_1 = T_2 = T_3 = T$ vamos fazer $C = C_1 = C_2 = C_3 = 4K7$ pF. Uma vez que $R_e = 2K5\Omega$ e $R_4 = 22K\Omega$, falta-nos calcular R_{e1} , R_2 e R_3 . Mas, é imediato que:

$$\begin{aligned} R_{e1} &= R_2 - R_e \\ R_2 &= 1/2\pi f_c C \\ R_3 &= (R_2 \cdot R_4) / (R_4 - R_2) \end{aligned}$$

Então $R_2 = 8,5 K\Omega$, adotaremos $R_2 = 8 K2\Omega$; $R_{e1} = 5,65 K\Omega$, adotaremos $R_{e1} = 5K6\Omega$; $R_3 = 13,0K\Omega$, adotaremos $R_3 = 10 K\Omega$.

Uma vez montado o filtro no demodulador, verificou-se que a frequência de corte era menor do que a prevista. Por simplicidade, em vez de alterarmos todos os valores entre resistores e capacitores para ajustarmos uma frequência de corte maior, apenas diminuimos, os valores de C_1 , C_2 e C_3 . O valor de capacitor que melhor se ajustou à frequência de corte desejada foi o de $C_1 = C_2 = 2K7pF$ e $C_3 = (10K + 3K3) pF$ com o que se obteve uma frequência de corte para este filtro aproximadamente de 1,95 KHz (3 dB), portanto, 50 Hz abaixo daquela frequência desejada em princípio. Para fins de projeto consideraremos satisfatória essa banda para o demodulador.

Finalmente, o circuito do demodulador será representado pela fig.3.13 tal como foi adotado experimentalmente. Para fins de simplificação do desenho, representaremos apenas um canal anterior ao somador, ficando o outro canal subentendido.

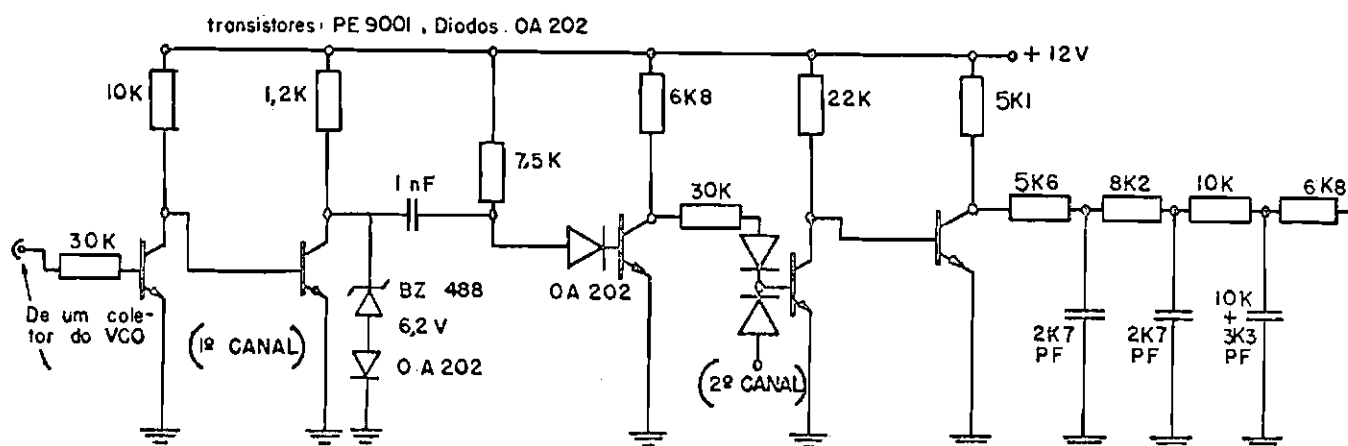


Fig.3.13 Esquema do demodulador (com um canal).

3.3. Considerações sobre os Amplificadores D.C. e Operacionais

Analisaremos em linhas gerais as equações características de ganho e impedâncias de entrada e saída relativas ao amplificador D.C. de entrada simples e ao amplificador D.C. diferencial.

Para tanto, vamos primeiro analisar^[11] o esquema (fig.3.14) do amplificador operacional de entrada simples (inversor em D.C.).

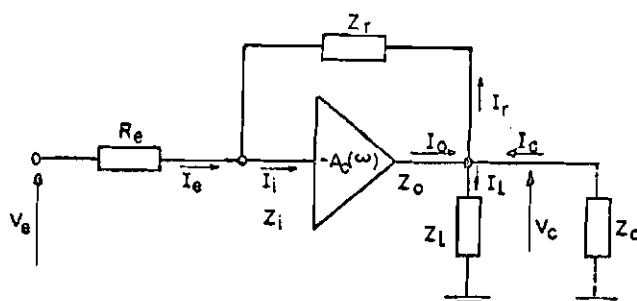


Fig.3.14. Esquema de um amplificador operacional de entrada simples.

Se $A_c(\omega) = \frac{I_o}{I_i}$ é o ganho de corrente D.C. em malha aberta e com a saída em curto.

Chamando de $k = I_r/I_1$ a relação de realimentação de corrente então pode-se obter a expressão do ganho de corrente.

$$I_1/I_e = -A_c(\omega)/[1 + k(1 + A_c(\omega))] \quad (3.27)$$

Por outro lado, como

$$I_e = -[I_r(A_c(\omega) + 1) + I_1]/A_c(\omega) \quad (3.28)$$

Então calculamos k, que é dado por:

$$k = (Z_1 + Z_i/A_c(\omega))/(Z_r - Z_i/A_c(\omega)) \quad (3.29)$$

e ainda temos:

$$I_1/I_e = -(A_c(\omega) Z_r - Z_i)/[Z_r + Z_i + Z_1(1 + A_c(\omega))] \quad (3.30)$$

$$V_c/V_e = -A_c(\omega) Z_1/\{R_e[k(A_c(\omega) + 1)] + Z_i[k(2A_c(\omega) + 1) + 1]\} \quad (3.31)$$

Lembrando que Z_i e Z_o são as impedâncias de entrada e saída intrínsecas ao estágio ampliador de ganho $A_c(\omega)$ (e utilizando o símbolo R_1/R_2 para representar o resistor equivalente tendo-se R_1 em paralelo com R_2) então as impedâncias $Z_{te} = V_e/I_e$ e $Z_{cs} = V_c/I_c$ vistas na entrada e na saída do circuito, serão dadas por:

$$Z_{te} = R_e + Z_i // \left\{ \left[Z_r + (Z_1 // Z_o) \right] \cdot \left[1 - A_c(\omega) Z_o Z_1 / \left[Z_i (Z_o + Z_1) + A_c(\omega) Z_o Z_1 \right] \right] \right\} \quad (3.32)$$

$$Z_{ts} = \left[(Z_o // Z_1) + Z \right] (Z_r + R_e // Z_i) / \left[Z_r + R_e // Z_i + Z_o // Z_1 + Z \right] \quad (3.33)$$

sendo que;

$$Z = - A_c(\omega) Z_o Z_1 (R_e // Z_i) / \left[Z_r Z_i (Z_o + Z_1) + Z_o Z_i (R_e // Z_i) + Z_1 (Z_i + A_c(\omega) Z_o) (R_e // Z_i) \right]$$

Cabe aqui lembrar que $A_c(\omega)$ é função de Z_1 e também de Z_r e Z_c , no caso mais geral. Portanto, estamos fazendo uma simplificação que julgamos ser razoável diante das considerações feitas a seguir.

Desde que $A_c(\omega)$ tenha valor suficientemente alto e tendo-se também Z_1 pequeno (amplificador e transistor) então suporemos válidas as simplificações:

Se fizermos: $A_c(\omega) \gg 1$; Z_r e $Z_1 \gg (Z_i / A_c(\omega))$ e $Z_r \ll Z_1 A_c(\omega)$ então teremos as equações (3.29) e (3.27) dadas por:

$$k \approx Z_1 / Z_r \quad (3.34)$$

$$I_1 / I_e \approx - Z_r / Z_1 \quad (3.35)$$

E se além das suposições feitas logo atrás, tivermos $R_e \gg 2Z_1$, então a eq.(3.31) poderá ser dada por:

$$V_c / V_e \approx - Z_r / R_e \quad (3.36)$$

Com excessão feita às equações (3.32) e (3.33), tôdas as outras supõe $Z_o \gg Z_1$, portanto, lembramos que para fins de cálculo mais precisos, se tivermos de considerar Z_o e R_c finitos, deveremos fazer o termo Z_1 igual ao próprio Z_1 do circuito da fig.(3.14) e em paralelo com Z_o e R_c , ($Z_1 \hat{=} Z_1 // R_c // Z_o$).

Com as mesmas considerações feitas para a eq.(3.35), podemos escrever a seguinte equação aproximada:

$$V_c/I_e \approx -Z_r \quad (3.37)$$

Ainda, se tivermos $Z_r \gg Z_i$ e $Z_r \gg Z_l$ as eqs.(3.32) e(3.33) são apresentadas por:

$$Z_{te} = R_e + Z_i \quad (3.38)$$

e

$$Z_{cs} = Z_l \cdot Z_o / (Z_l + Z_o) \quad (3.39)$$

Se quiséssemos considerar o ganho de tensão em malha aberta $A_v(\omega)$ em vez do ganho em corrente $A_c(\omega)$ bastaria observarmos o modelo da figura 3.15.

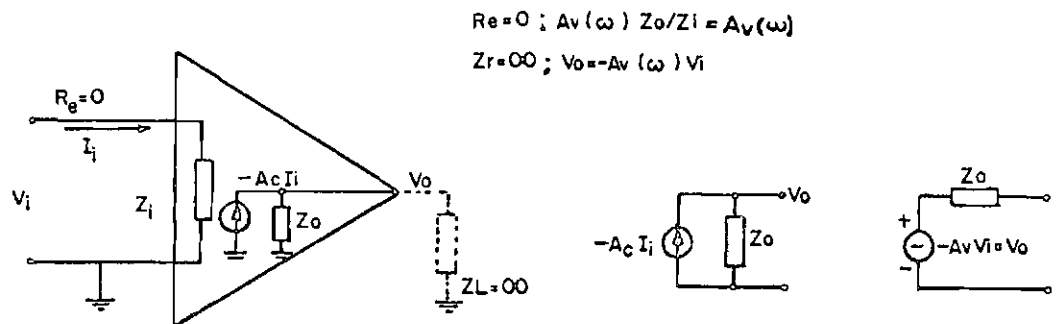


Fig.3.15. Modelo do ganho de tensão em malha aberta.

Em termos de ganho em tensão, poderíamos então substituir nas equações anteriores $A_c(\omega)$ por $A_v(\omega) Z_i/Z_o$.

Por outro lado, se $Z_l \gg Z_o$ a impedância de entrada e saída fica sendo dada por:

$$Z_{te} = R_e + Z_i(Z_r + Z_o) / [Z_r + Z_i + Z_o(A_c(\omega) + 1)] \quad (3.40)$$

Vamos agora considerar as equações de ganho de tensão, impedância de entrada e de saída associadas a um amplificador diferencial.

Esquematizaremos (fig.3.16) o circuito diferencial [12] primeiro considerando uma fonte de sinal na entrada inversora.

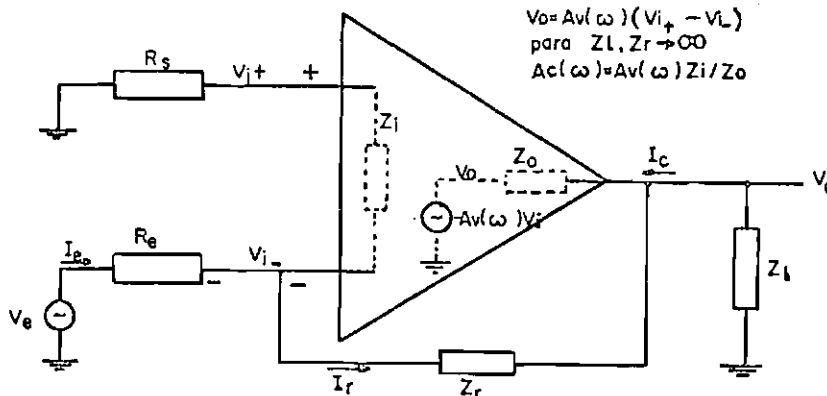


Fig.3.16 Esquema diferencial para entrada inversora.

$A_v(\omega)$ continua sendo o ganho de malha aberta com $Z_L \rightarrow \infty, Z_i$ e Z_o impedâncias intrínsecas de entrada e saída.

Teremos então a expressão que nos dá o ganho de tensão V_c/V_e quando $Z_L \rightarrow \infty$:

$$(V_c/V_e)_{Z_L \rightarrow \infty} = \frac{Z_o(Z_i + R_s) - A_v(\omega) Z_i Z_r}{(Z_r + Z_o)(Z_i + R_s) + R_e(Z_r + Z_o + Z_i + R_s) + A_v(\omega) Z_i R_e} \quad (3.41)$$

Se tivermos $Z_i \gg [R_e // (Z_r + Z_o)]$ e $Z_o \ll Z_r$ então a equação (3.41) fica sendo dada por:

$$(V_c/V_e)_{Z_L \rightarrow \infty} \approx \frac{-A_v(\omega) Z_r}{Z_r + R_e(1 + A_v(\omega))} \quad (3.42)$$

E ainda, se $R_e \gg Z_r/A_v(\omega)$, com $A_v(\omega) \gg 1$ então podemos escrever:

$$(V_c/V_e)_{Z_L \rightarrow \infty} \approx -Z_r/R_e \quad (3.43)$$

Nêste caso o ganho de malha fechada dependeria sômente dos componentes externos ao amplificador. A equação é análoga a eq.(3.36), e que dá através de rápida verificação o ganho de malha fechada do amplificador para a entrada inversora.

Um parâmetro comumente utilizado no projeto de amplificadores operacionais é o que definimos a seguir como sendo o ganho da malha (G.M.):

$$G.M. = \frac{A_v(\omega), \text{ g. malha aberta}}{(V_c/V_e), \text{ g. malha fechada}} \quad (3.44)$$

Uma outra maneira de expressar o G.M. reside em dar o seu valôr em dB, ou seja, $G.M. (dB) = A_v(\omega) (dB) - (V_c/V_e) (dB)$.

Se o ganho de malha fechada for dado pela eq.(3.42), então o G.M. é dado por:

$$G.M. = - \frac{Z_r + R_e}{Z_r} - \frac{A_v(\omega)}{Z_r/R_e} \quad (3.45)$$

E se valor a aproximação da eq.(3.43) teremos o G.M.dado pela simples expressão (aproximada):

$$G.M. \approx - A_v(\omega)/(Z_r/R_e) \quad (3.46)$$

Podemos dizer que quanto maior G.M. menor será o êrro inerente à adoção da equação (3.43) ao invés da eq.(3.41). Ou ainda, poderia se dizer que êsse erro é tanto menor quanto menor Z_r .

Se agora considerarmos Z_1 com um valor finito, o ganho da malha fechada será dado por:

$$V_c/V_e = \frac{Z_1}{Z_1 + (Z_{ts})_{Z_1 \rightarrow \infty}} \cdot (V_c/V_e)_{Z_1 \rightarrow \infty} \quad (3.47)$$

sendo $(Z_{ts})_{Z_1 \rightarrow \infty}$ a impedância de saída para a fig.3.16 quando $Z_1 \rightarrow \infty$, e que a seguir iremos definir analiticamente.

Vamos primeiro considerar a impedância de entrada relativa ao circuito da fig.3.16 definida pela relação $(Z_{te})_{Z_1 \rightarrow \infty} = V_e/I_e$ e dada analiticamente por:

$$(Z_{te})_{Z_1 \rightarrow \infty} = R_e + \frac{(Z_r + Z_o)(Z_i + R_s)}{(Z_r + Z_o + Z_i + R_s) + A_v(\omega) Z_i} \quad (3.48)$$

Se tivermos $Z_o \ll Z_r$, e se $A_v(\omega) Z_i \gg (Z_r + Z_o + Z_i + R_s)$, então a eq.3.48 passa a ser igual a:

$$(Z_{te})_{Z_1 \rightarrow \infty} \approx R_e + \frac{Z_r (Z_i + R_s)}{A_v(\omega) Z_i} \quad (3.49)$$

É relativamente comum termos $Z_i \gg R_s$, então a eq.(3.49) será expressa por:

$$(Z_{te})_{Z_1 \rightarrow \infty} \approx R_e + \frac{Z_r}{A_v(\omega)} \quad (3.50)$$

Finalmente, se $R_e \gg Z_r/A_v(\omega)$, a eq.(3.50) terá o valor aproximado de:

$$(Z_{te})_{Z_1 \rightarrow \infty} \approx R_e \quad (3.51)$$

Se quizéssemos considerar a eq.(3.48), em termos mais exatos, i.e., para Z_1 finito, então tomaríamos a mesma eq.(3.48) e nela faríamos $A_v = A_v Z_1 / (Z_o + Z_1)$ e $Z_o = Z_o // Z_1$. Isto é válido se observarmos (fig. 3.17) a seguinte equivalência entre circuitos:

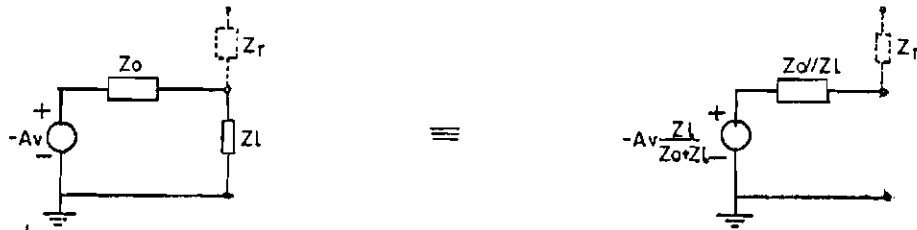


Fig. 3.17. Equivalência para cálculo de Z_{ts} com Z_l finito.

Vamos então definir analiticamente ^[12] a impedância de saída Z_{ts} ($= V_c / I_c$) para o canal inversor do OPDIF, quando a carga $Z_l \rightarrow \infty$ (vd. fig.3.16):

$$(Z_{ts})_{Z_l \rightarrow \infty} = \frac{Z_o [R_e (Z_r + Z_i + R_s) + Z_r (Z_i + R_s)] [A_v(\omega) Z_i Z_r - Z_o (Z_i + R_s)]}{A_v(\omega) Z_i Z_r [R_e (Z_r + Z_o + Z_i + R_s) + (Z_r + Z_o) (Z_i + R_s) + A_v(\omega) Z_i R_e]} \quad (3.52)$$

Se quisermos considerar Z_{ts} de uma forma mais precisa, i.e., com Z_l finito, então Z_{ts} será dado por $Z_l // (Z_{ts})_{Z_l \rightarrow \infty}$.

No entanto, se tivermos $A_v(\omega) Z_i R_e \gg (Z_r + Z_o) (Z_i + R_s) e \gg R_e (Z_r + Z_o + Z_i + R_s)$, e ainda, se $A_v(\omega) Z_i Z_r \gg Z_o (Z_i + R_s)$, então a eq.(3.52) será dada por:

$$(Z_{ts})_{Z_l \rightarrow \infty} \approx \frac{Z_o [R_e (Z_r + Z_i + R_s) + Z_r (Z_i + R_s)]}{A_v(\omega) Z_i R_e} \quad (3.53)$$

Uma simplificação maior decorrerá, se tivermos $Z_i Z_r$ e $Z_i R_e$ muito maiores do que $R_e Z_r$ e $Z_r R_s$, i.e., Z_i é uma impedância dominante. Essa hipótese não é sempre válida quando o OPDIF emprega transistores dipolares (nosso caso). Então obtemos:

$$(Z_{ts})_{Z_l \rightarrow \infty} \approx Z_o \frac{1 + \frac{Z_r}{R_e}}{A_v(\omega)} \quad (3.54)$$

Vamos agora analisar o OPDIF quando existe fonte de sinal sô mente na entrada não inversora (+), segundo a fig.3.18, e em seguida assina^llaremos as principais equações de ganho e de impedância de entrada e saída associadas a êsse esquema amplificador.

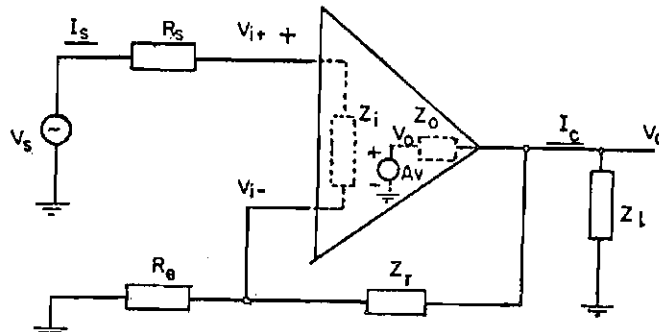


Fig. 3.18 Esquema diferencial para entrada não-inversora.

$$V_o = A(\omega)(V_i - V_f)$$

para $Z_l, Z_r \rightarrow \infty$

$$A_c(\omega) = A_v(\omega) Z_l / Z_o$$

Primeiro consideraremos a função de transferência (ganho de tensão) quando $Z_l \rightarrow \infty$, e dada pela relação [12]:

$$(V_c/V_s)_{Z_l \rightarrow \infty} = \frac{R_e \cdot Z_o + A_v(\omega) Z_i (R_e + Z_r)}{(Z_i + R_s)(R_e + Z_r + Z_o) + R_e(Z_r + Z_o) + A_v(\omega) Z_i R_e} \quad (3.55)$$

Por outro lado, se $Z_o = 0$ e $Z_i \gg 0$ então a eq.(3.55) passa a ser:

$$(V_c/V_s)_{Z_l \rightarrow \infty} \approx \frac{(R_e + Z_r) \cdot A_v(\omega)}{(R_e + Z_r) + R_e A_v(\omega)} \quad (3.56)$$

Se $A_v(\omega) \gg (1 + Z_r/R_e)$ então obtemos uma função de transferência função apenas dos componentes externos ao OPDIF, i.e.:

$$(V_c/V_s)_{Z_l \rightarrow \infty} \approx 1 + \frac{Z_r}{R_e} \quad (3.57)$$

As eqs.(3.57) e (3.43) deveriam ser válidas quando se deseja ter um OPDIF que se aproxima do ideal, i.e., cujo ganho dependa essencialmente dos componentes externos ao circuito.

As expressões de ganho de malha (G.M.), baseadas nas equações (3.56) e (3.57) respectivamente, serão dadas por:

$$G.M. = 1 + A_v(\omega)/(1 + Z_r/R_e) \quad (3.58)$$

$$G.M. = A_v(\omega)/(1 + Z_r/R_e) \quad (3.59)$$

Devemos agora observar que a equação (3.57) se aproximará tanto mais da eq.(3.55) quanto maior fôr a realimentação (menor Z_r) e portanto quanto maior fôr o G.M.

Definiremos a seguir a impedância de entrada, $Z_{te}(=V_s/I_s)$ para o circuito da fig.2.18, quando $Z_1 \rightarrow \infty$:

$$(Z_{te})_{Z_1 \rightarrow \infty} = Z_i + R_s + R_e \frac{Z_r + Z_o + A_v(\omega) Z_i}{R_e + Z_r + Z_o} \quad (3.60)$$

Se tivermos $A_v(\omega)$ como termo dominante na última equação e Z_o menor que os demais componentes, então:

$$(Z_{te})_{Z_1 \rightarrow \infty} \approx Z_1 + \frac{A_v(\omega) Z_i}{1 + \frac{Z_r}{R_e}} \quad (3.61)$$

e se também tivermos $A_v(\omega) \gg (1 + Z_r/R_e)$, então:

$$(Z_{te})_{Z_1 \rightarrow \infty} \approx \frac{A_v(\omega) Z_i}{1 + \frac{Z_r}{R_e}} \quad (3.62)$$

Por outro lado, a impedância de saída $Z_{ts}(=V_c/I_c)$ para o mesmo circuito, será definida por:

$$(Z_{ts})_{Z_1 \rightarrow \infty} = \frac{Z_o [(R_e + Z_r)(R_s + Z_i) + R_e Z_r] + [R_e Z_o + A_v(\omega) Z_i (R_e + Z_r)]}{[A_v(\omega) Z_i (R_e + Z_r)] + [(Z_i + R_s)(R_e + Z_r + Z_o) + R_e (Z_r + Z_o) + A_v(\omega) Z_i R_e]} \quad (3.63)$$

Se $A_v(\omega)$ é o termo dominante da última expressão, então ela pode ser simplificada e se obtêm:

$$(Z_{ts})_{Z_1 \rightarrow \infty} \approx Z_o \cdot \frac{R_e Z_r + (R_e + Z_r) \cdot (R_s + Z_i)}{A_v(\omega) Z_i R_e} \quad (3.64)$$

E se tivermos também $Z_i \gg R_s$ e $R_e \gg Z_r$, então:

$$(Z_{ts})_{Z_1 \rightarrow \infty} \approx Z_o \frac{1 + \frac{Z_r}{R_e}}{A_v(\omega)} \quad (3.65)$$

É interessante notar que as equações (3.54) e (3.65) são idênticas.

Além do mais, se Z_1 for impedância finita, então o ganho de tensão (V_c/V_s) será dado por:

$$(V_c/V_s) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{ts}} \quad (V_c/V_s)_{Z_1 \rightarrow \infty} \quad (3.66)$$

Lembramos também que para considerarmos a equação (3.63) para Z_1 finito, obtemos a impedância Z_{ts} equivalente se a fizermos igual a $Z_1 // (Z_{ts})_{Z_1 \rightarrow \infty}$. Por outro lado, para Z_1 finito a eq.(3.60) deve ter seus termos Z_o e $A_v(\omega)$ substituídos, respectivamente, por $Z_o // Z_1$ e $A_v(\omega) Z_1 / (Z_1 + Z_o)$.

Um parâmetro que pode nos interessar no projeto de um OPDIF é o ganho de modo comum (G.M.C.). Define-se G.M.C. como sendo a relação entre o sinal de saída (V_o) do OPDIF e V_{i+} ou V_{i-} quando V_{i+} e V_{i-} são iguais em amplitude e fase.

Então, para a configuração inversora, definimos:

$$V_o = A_v(\omega) \left[V_{i+} - V_{i-} \right] - (\text{G.M.C.}) \cdot V_{i+} \quad (3.67)$$

E para a configuração não inversora, definimos:

$$V_o = A_v(\omega) [V_{i+} - V_{i-}] = (G.M.C.) V_{i-} \quad (3.68)$$

Se considerarmos $Z_o = 0$, i.e., $V_o = V_c$, então para a configuração inversora, teremos o ganho dado por:

$$\frac{V_c}{V_e} = \frac{-A_v(\omega) Z_i Z_r - (G.M.C.) R_s \cdot Z_r}{R_e (Z_r + Z_i + R_s) + Z_r (Z_i + R_s) + Z_i R_e A_v(\omega) + R_s R_e (G.M.C.)} \quad (3.69)$$

Por outro lado, para a configuração não inversora, temos:

$$\frac{V_c}{V_s} = \frac{A_v(\omega) \cdot Z_i \cdot (R_e + Z_r) - (G.M.C.) R_e Z_r}{(R_e + Z_r)(R_s + Z_i) + R_e Z_r + A_v(\omega) Z_i R_e + (G.M.C.) R_e (Z_i + R_s)} \quad (3.70)$$

Respectivamente, para as eqs. (3.69) e (3.70) o G.M.C. será desprezível se:

$$G.M.C. \ll A_v(\omega) Z_i / R_s \quad (3.71)$$

$$G.M.C. \ll A_v(\omega) Z_i / (Z_i + R_s) \quad (3.72)$$

Essas últimas expressões são aproximadas, pois na realidade o estudo rigoroso do (G.M.C.) é bem mais complicado.

A partir do conceito de (G.M.C.) define-se rejeição de modo comum (R.M.C.) que nada mais é do que $A_v(\omega) / (G.M.C.)$. Logo, para as configurações inversora (fig.3.6) e não inversora (fig.3.18) deve-se ter, respectivamente:

$$(R.M.C.) \gg R_s / Z_i \quad (3.73)$$

e

$$(R.M.C.) \gg (Z_i + R_s) / Z_i \quad (3.74)$$

3.3.1. Esquema dos Circuitos e Características

Nêsse Ítem, vamos apresentar (vd.fig.2.1.) os circuitos utilizados na realização do amplificador A(D.C.), do amplificador operacional diferencial (OPDIF) e dos amplificadores operacionais inversores simples (OP1 e OP2).

Vamos iniciar pelo amplificador A.

Êsse amplificador tem como principal finalidade transformar impedâncias. Observemos o esquema utilizado na fig. 3.19.

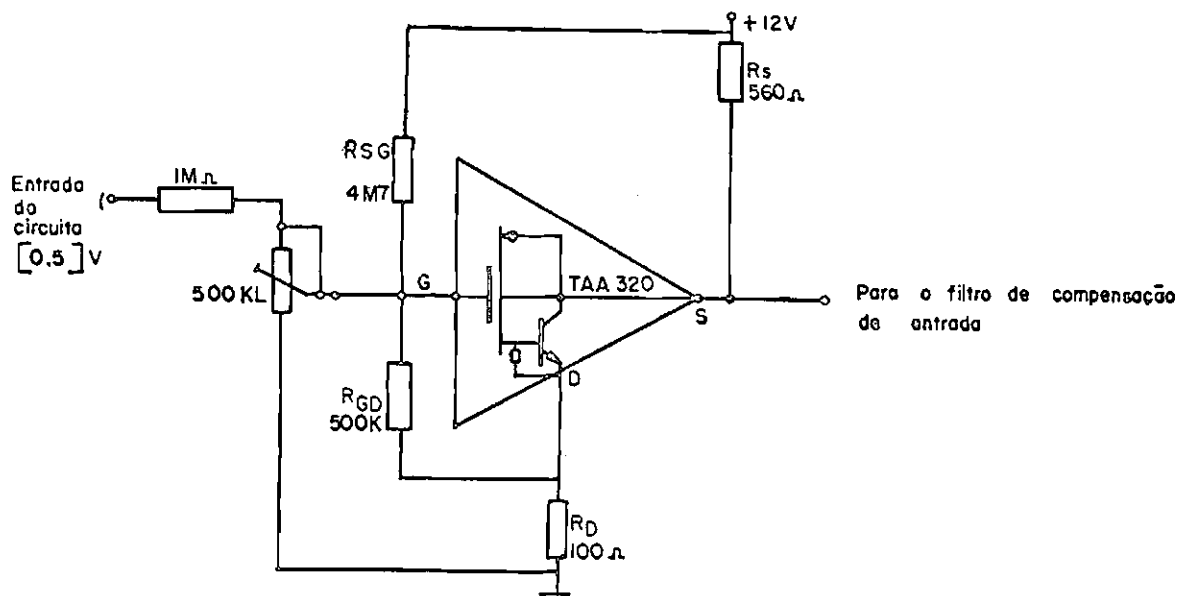


Fig. 3.19 Esquema do conversor de impedância para a entrada.

Segundo os padrões IRIG de telemetria^[3] o VCO deve ser calibrado para receber um sinal que varie de zero a +5 Volts, e caso o sinal provenha de um comutador PAM (segundo padrões IRIG também), êle variará de -1 a +5 Volts, pois pulsos de -1 a zero Volts serão utilizados como referência. Em ambos os casos, o circuito da figura 3.19 responde dentro de sua região ativa linear. E para que sua entrada não carregue, a fonte de sinal, êste circuito tem uma alta impedância de entrada, maior do que $1M\Omega$, e que é uma impedância normalmente adotada no projeto de um VCO (Vd.Ítem2.2., cap.2).

O ajuste de polarização e ganho do circuito é feito através do potenciômetro de entrada de $500K\Omega$, dessa forma, também fazemos o ajuste adequado para a amplitude de sinal da entrada, no caso, de zero a +5 Volts. Após a calibração, verificou-se que para 2.5 Volts na entrada, tem-se aproximadamente 10.8 Volts na saída. Em termos de CA, para uma senoide variando de zero a + 5 Volts na entrada, se obtém um sinal CA de aproximadamente 0.7 Volts PAP. Na realidade esse estágio é um transformador de impedâncias (impedância menor do que 600Ω na saída do estágio). Para obtermos uma melhor estabilização na polarização realimentamos a entrada com R_{GD} (fig.3.19). Dessa forma, o DSVC0 só poderá entrar em operação estável após esse intervalo de tempo.

Vamos agora citar alguns dados relativos ao circuito integrado do TAA 320 que compõe esse amplificador (A).

Primeiro consideremos o seguinte esquema (fig.3.20) segundo o qual (a) é um MOS/FET canal P, (b) é um transistor de silício tipo NPN e (c) é um resistor de $1,2K\Omega$. Por outro lado, as características associadas ao TAA320 estão tabeladas a seguir.

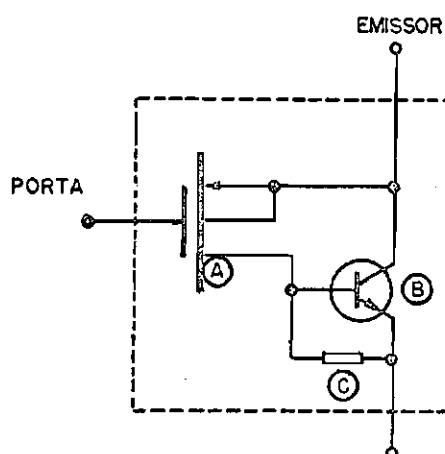


Fig.3.20 Esquema do circuito Integrado TAA 320

TABELA 3.2

Descrição	Símbolo	Valor	Obs.
Tensão coletor-emissor	$-V_{CE}$	20V	max.
Tensão porta-emissor	$-V_{PE}$	12V	tip.
Transcondutância (*)	g_m	40mS	min.
Resistência de entrada porta-emissor(*)	r_i	$10^{10} \Omega$	min.
Corrente de coletor	$-I_c$	25mA	max.
Potência dissipada total ($T_{amb} = 45^\circ C$)	P_T	150mW	max.
Temperatura da junção	T_j	$125^\circ C$	max.
Condutância de saída(*)	g_o	500 μ S	tip.
Tensão equivalente de ruído (50 Hz - 15 KHz) (*)	$-V_r$	25 μ V	tip.
Capacitância de entrada (*)	C_i	13pF	tip.
Capacitância de realimentação (*)	C_r	5pF	tip.

(*) medidos a $-I_c = 10mA$; $-V_{CE} = 10V$; $t = 1KHz$.

Pelos dados aproximados da polarização dados anteriormente, podemos concluir que a corrente média de emissor é da ordem de 2,3mA, e a potência total dissipada, da ordem de 20mW(p/T_{amb}), logo, segundo os dados acima tabelados, essa potência está razoavelmente abaixo da máxima potência dissipativa do TAA320. Como também podemos notar, o emprêgo do TAA320 como estágio de entrada se torna útil devido ao seu baixo fator de ruído.

Vamos, a seguir, dar a descrição do circuito OPDIF utilizado como comparador entre o sinal de entrada e a realimentação. O esquema adotado para o circuito diferencial é o da fig.(3.21). Nêle procuramos utilizar o menor número possível de componentes, e ao mesmo tempo observar os limites de corrente e tensão estabelecidos para o CI/TAA310.

Os potenciômetros representados por R_{p+} e R_{p-} , respectivamente, servem para ajuste D.C. do circuito através da entrada não inversora e inversora. Uma combinação de valores adequados de resistência para os dois

potenciômetros possibilita além do ajuste D.C., uma maior excursão de sinal na saída com mínima distorção. O potenciômetro R_{ps} serve como ajustador de ganho da entrada inversora. Por outro lado, o ajuste de ganho pela entrada não-inversora pode ser feito indiretamente através do ajuste de ganho do amplificador A de entrada. Porém o ganho deste último amplificador não pode ser

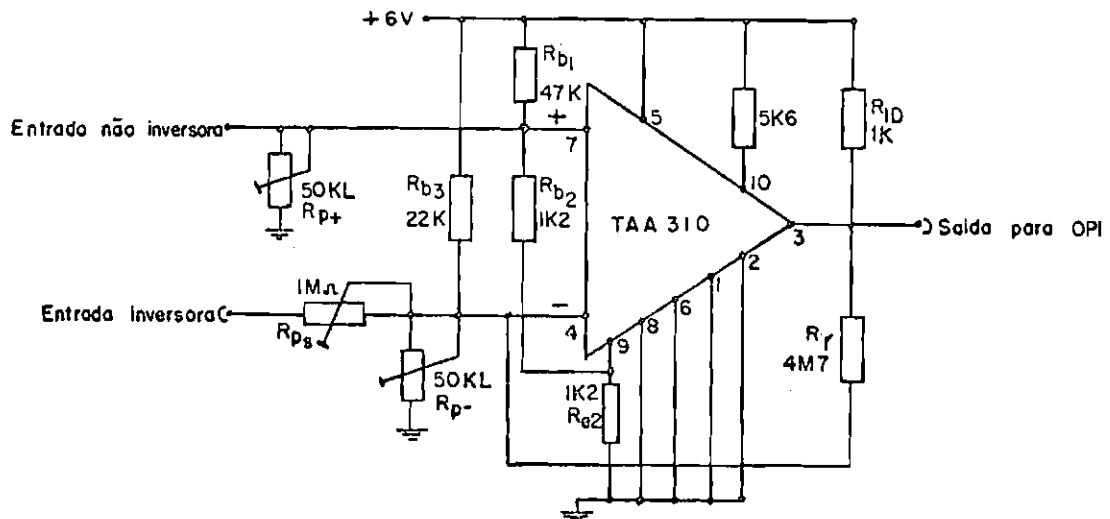


Fig. 321. Esquema do comparador diferencial (OPDIF).

muito reduzido para que o sinal não fique muito sensível à qualquer deriva do referido estágio. A máxima excursão de sinal na saída para o OPI foi fixada em $(3,0 \pm 2)V$. Podemos considerar o emprego das fórmulas de ganho e impedâncias de entrada e saída para ambos os canais. Basta que conheçamos a fonte de sinal e sua amplitude, que serão dados pelo estágio anterior, i.e., amplificador A e filtro de compensação existente na saída de A, isto para a entrada não inversora do OPDIF; por outro lado para a entrada inversora devemos pesquisar a amplitude e impedância da fonte equivalente de sinal provida do OP2. A partir daí podemos calcular o gerador e impedância equivalente de Thêvenin para cada entrada do OPDIF. Nós deparamos com falta de dados sobre a impedância intrínseca da saída (Z_o) assim como sobre o ganho de tensão intrínseco em malha aberta (A_v). Em verdade, o CI/TAA310 foi idealizado para fins diversos daquele que nos interessa. Não dispomos também de dados sobre seu "OFFSET", uma vez que esse CI não foi nem mesmo compensado intrinsecamente em temperatura.

Portanto, nos limitaremos a calcular os ganhos de cada canal experimentalmente, segundo os critérios especificados no capítulo 4. Não nos preocuparemos em estabilizar este circuito em temperatura (assim como os demais).

Vamos dar o esquema do CI (fig.3.22) e algumas de suas especificações.

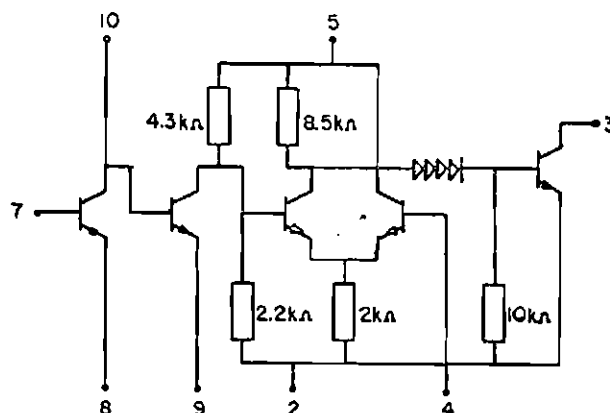


Fig. 3.22 Esquema do CI/TAA 310.

Limites máximos de tensão e corrente:

V_{5-2}	max. 9.5 V	I_3	max. 20 mA
V_{3-2}	max. 9.5 V	I_7	max. 3 mA
V_{10-8}	max. 6 V	$-I_8$	max. 10 mA
V_{8-7}	max. 6 V	$-I_9$	max. 10 mA
V_{9-10}	max 6 V	I_{10}	max. 10 mA
V_{4-2}	max 6 V	I_4	max. 3 mA

Os terminais 3, 4, 5, e 10 nunca podem ser submetidos a um potencial negativo em relação ao pino 2 (substrato). O CI pode operar em temperatura ambiente variando de -20 a $+75^{\circ}\text{C}$. A impedância de entrada típica para a entrada não inversora é de $20\text{ K}\Omega$ com figura de ruído menor do que 4 dB e ganho de tensão (para essa entrada) típico de 100dB para uma alimentação nominal de 7V (utilizamos 6V).

Devemos lembrar, que a utilização dêsse CI como os demais a qui empregados, está também condicionada à relativa facilidade com que po dem ser encontrados no mercado brasileiro, além do mais podemos, com êles, u tilizar fontes de alimentação comumente disponíveis em cargas úteis a bordo de balões ou foguetes.

Em seguida, analisaremos os dois amplificadores de entradas simples e inversoras e representados pelo OP1 e OP2 (vd.cap.2). Como podemos lembrar, o OP1 está inserido entre o OPDIF (entrada) e o VCO, ao passo que o OP2 fica entre o demodulador e a entrada inversora do OPDIF.

Vamos apresentar o esquema dos dois circuitos (fig.3.23).

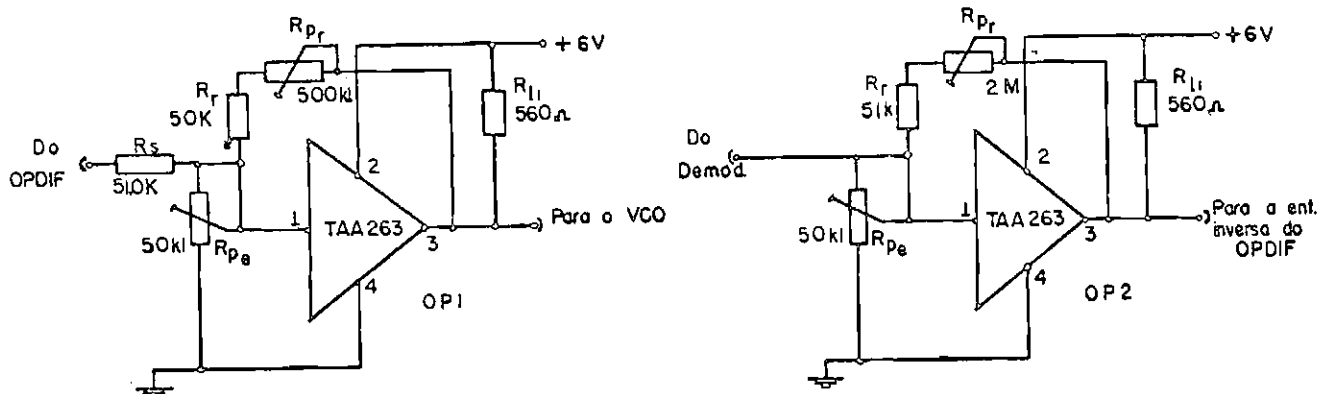


Fig.3.23 Esquemas do OP1 e OP2:

Para os circuitos da fig.(3.24) o controle de ganho é feito através do potenciômetro R_{pr} (em série com $R_r/50K$). O controle de polarização é feito através do pot. R_{pe} . O ponto de polarização DC (para sinal de 25V na entrada de A) escolhido foi o de 3,6V. De fato, verificamos, aproximadamente, que sendo a tensão de alimentação (V_a) igual a +6V e tendo o TAA 263 uma tensão de joelho (V_j) de 1V^[13], a máxima excursão (V_s) de sinal (5V/PAP) será obtida se o nível médio do sinal na saída for igual a

$$V_j + \frac{V_a + V_j}{2} = 3.5V = V_x$$

Na realidade, fixamos a máxima excursão de sinal na saída em $(3,6 \pm 2,0)$ V, tanto para o OP1 como para o OP2. A escolha da resistência de carga de $R_{L1} = 560 \Omega$, visa obter uma faixa de controle de ganho (através de R_{pr}) adequada, ao mesmo tempo que não a aumentamos muito, para que a impedância de saída seja baixa de tal forma que os estágios seguintes não carreguem muito os estágios em questão, que também servem como fontes de polarização para as suas cargas (VCO e OPDIF/entrada inversora).

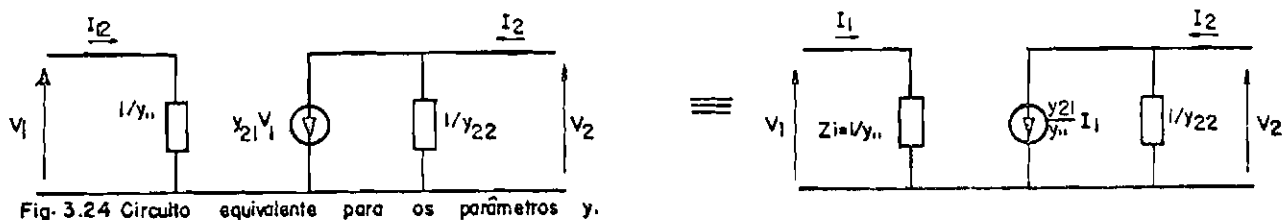
Como o TAA263 é um CI de alto ganho em malha aberta, e como utilizamos ganhos relativamente baixos (i.e., realimentação alta através de R_{pr}) então a estabilidade do amplificador vai estar praticamente vinculada aos componentes externos acoplados ao CI.

Para esses dois circuitos temos dados suficientes para um cálculo analítico das equações de ganho e impedâncias associadas.

Sabemos que o TAA 263 tem os seguintes parâmetros y, típicos⁽¹³⁾:

$$\begin{aligned} y_{11} &= 20 \mu S & (\mu S. &= 10^{-6} \text{ mho}) \\ y_{22} &= 60 \mu S \\ y_{21} &= 11 \mu S & \text{e supomos } y_{12} &= 0 \end{aligned}$$

Mas, para que possamos aplicar as fórmulas deduzidas no item 3.3 (cap.3) é interessante lembrarmos o modelo de circuito para os parâmetros y (fig. 3.24).



Teremos então:

$$A_c(\omega) = y_{21}/y_{11} \quad Z_i = 1/y_{11} \quad (3.75)$$

$$A_v(\omega) = y_{21}/y_{22} \quad Z_o = 1/y_{22} \quad (3.76)$$

Verifica-se facilmente que $A_v(\omega) = A_c(\omega) Z_o/Z_i$. Os demais parâmetros serão correlacionados pelas seguintes fórmulas (Vd. item 3.3):

$$Z_r = R_{pr} + R_r \quad (3.77)$$

$$Z_l = R_{L1} // R_c \quad (3.78)$$

$$R_c = (R_s // KR_{pe}) \quad (3.79)$$

onde K é uma fração do potenciômetro de entrada do OP1 e OP2 ($0 < K < 1$). R_c representa a carga equivalente devida ao estágio seguinte acoplado ao amplificador. Sendo R_c finito, a excursão máxima de sinal na saída do amplificador ficará restrita ao valor $V_x^{1(13)}$:

$$V_x^1 = V_x / (1 + R_{L1}/R_c) \quad (3.80)$$

Carregando-se o circuito, a excursão de sinal deixa de ser simétrica, mas com um ligeiro ajuste D.C. com o pot. R_{pe} garante-se a nova excursão máxima.

Vamos dar alguns dados característicos ao CI TAA 263, assim como seu esquema (fig.3.25):

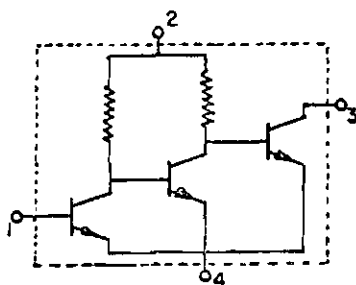


Fig.3.25 Esquema do CI TAA 263.

Por outro lado, as limitações de corrente, tensão e potência para o CI, são as seguintes:

V_{9-1}	max. 7,0 V	I_5	max. 40 mA
V_{8-1}	max. 7,0 V	$-I_4$	max. 40 mA
V_{8-10}	max. 7,0 V	$-I_1$	max. 20 mA
V_{9-3}	max. 7,0 V	I_8	max. 20 mA
V_{9-4}	max. 7,0 V	$-I_3$	max. 10 mA
V_{8-4}	max. 7,0 V	I_{10}	max. 10 mA
V_{7-4}	max. 7,0 V	I_2	max. 10 mA
V_{6-4}	max. 7,0 V		
V_{5-4}	max. 7,0 V		
V_{1-10}	max. 6,0 V	P_d	max. 160 mW, p/ $T_a = 55^\circ\text{C}$
V_{3-2}	max. 6,0 V	P_d	max. 100 mW, p/ $T_a = 70^\circ\text{C}$

3.4. Filtro passa-banda de saída

O canal nº 18 IRIG [3] deve ter uma banda nominal de 64,750 KHz a 75,250 KHz. Porém o sinal de saída FM disponível no VCO é pulsado. Para que o sinal possa ir para o misturador de sub-portadoras tendo um espectro mínimo devemos utilizar um filtro passa faixa com os limites de corte (3dB) dados acima.

O filtro adotado é do tipo Caver (ou elíptico), passa faixa, que tem o esquema seguinte (fig.3.26):

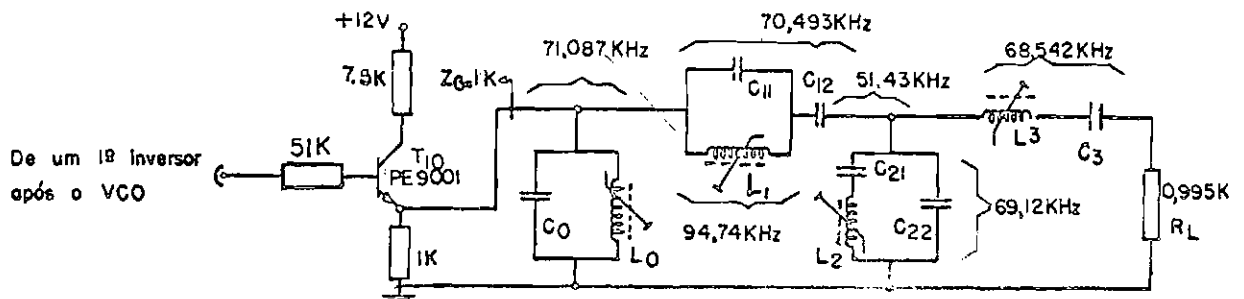


Fig.3.26 Esquema do filtro passa faixa de saída.

Os cálculos do filtro foram feitos para uma impedância de gerador igual a 1K (na prática, o valor é aproximado). T_{10} é um transistor que opera entre corte e saturação.

Para fins de ajuste, os circuitos ressonantes devem ter as frequências assinaladas na fig.3.27.

As bobinas devem ter alto Q. Para tanto se escolheu "pot-cores" de ferrite do tipo Philips tipo K3.003.32 e respectivos acessórios.

O filtro equivale ao tipo CO405C com $\theta = 18^\circ$ do catálogo Telefunken após ter sido transformado em passa-faixa e otimizado.

Os valores dos componentes da fig.3.27 são os seguintes:

$$\begin{array}{lll} L_0 = 0,537 \text{ mH} & C_0 = 9340 \text{ pF} & \\ L_1 = 3,480 \text{ mH} & C_{11} = 810,1 \text{ pF} & C_{12} = 653,8 \text{ pF} \\ L_2 = 1,430 \text{ mH} & C_{21} = 6712 \text{ pF} & C_{22} = 8326 \text{ pF} \\ L_3 = 9,255 \text{ mH} & C_3 = 582,6 \text{ pF} & \end{array}$$

A realização desse filtro se valeu dos cálculos feitos com um programa de computador já existente, tornando-se desnecessário nos preocuparmos com os métodos de cálculo envolvidos para tal fim.

Na realização desse filtro, cuja curva característica está ilustrada no capítulo 7 (fig.7.1), foram feitos os ajustes de ressonância para as bobinas com padrões de capacidade. Por outro lado, as capacidades efetivamente, instaladas forma as seguintes:

$$\begin{array}{l} C_0 = (8,2 + 1,2) \text{ nF, polistírol, 1\%} \\ C_{11} = 820 \text{ pF, cerâmico, 5\% (selecionado)} \\ C_{12} = 620 \text{ pF, cerâmico, 5\% (selecionado)} \\ C_{21} = 6,8 \text{ nF, polistírol, 1\%} \\ C_{22} = 8,2 \text{ nF, polistírol, 1\%} \\ C_3 = 501 \text{ pF, cerâmico, 5\% (selecionado)} \end{array}$$

3.5. Fontes de tensão

Para a alimentação de + 6V dos circuitos OPDIF e OP2, projetamos uma fonte DC da qual se obtém essa alimentação a partir dos + 12V de alimentação empregado para os demais circuitos.

Para boa regulação e para evitar dissipação demasiada na fonte empregamos três circuitos idênticos distribuídos para cada amplificador operacional. O esquema é o da fig.3.27.

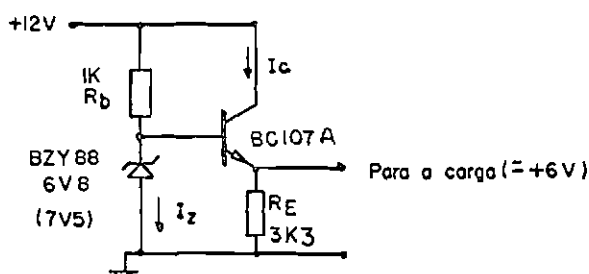


Fig.3.27 Fontes de +6V para o OPDIF, OP1 e OP2.

Verificou-se experimentalmente que $I_Z = 5,2 \text{ mA}$ é uma corrente suficiente para que o Zener ultrapasse sua tensão de "joelho". Então, se $V_Z = 6,8 \text{ V}$ (nom.), podemos adotar $R_b = 1\text{K}\Omega$.

Para $I_c = 1,9 \text{ mA}$ em aberto (sem carga), R_E deve ser aproximadamente:

$$R_E = \frac{6,8 \text{ V} - 0,62 \text{ V}}{1,9 \text{ mA}} \approx 3,3 \text{ K}\Omega$$

A dissipação do Zener será de 35 mW (aproximadamente). E a corrente máxima para I_c de: 50 mA (aproximadamente). A corrente máxima, estimada, em carga, é de 15/20 mA para o BC 107 A.

Para o OP1 a fonte de alimentação é a mesma que acabamos de projetar, com exceção do diodo Zener, que ao invés de ter o valor nominal de 6V8 tem 7V5, o que faz com que tenhamos uma alimentação aproximada de 6,8V. Essa alimentação maior do que as demais, se fôr necessária uma vez que a utilização de um filtro entre o OP1 e o VCO (a ser comentado adiante) carrega o amplificador, necessitando-se de uma compensação, e que só pode ser obtida com uma tensão de alimentação maior.

A razão da utilização de três fontes se prende ao fato de que, assim, pode-se obter facilmente uma maior isolação (menor realimentação) entre os estágios ampliadores, uma vez que, no OP2, em especial a amplificação é de ordem apreciável.

CAPÍTULO IV
TESTES - FINALIDADES

A seguir, faremos uma descrição breve sobre a montagem e o roteiro de cada teste necessário à obtenção de características experimentais do circuito em estudo, para posterior avaliação do desempenho do sistema.

4.1. Curva de Calibração do VCO - Linearidade

Este teste pode ser realizado com a seguinte montagem:

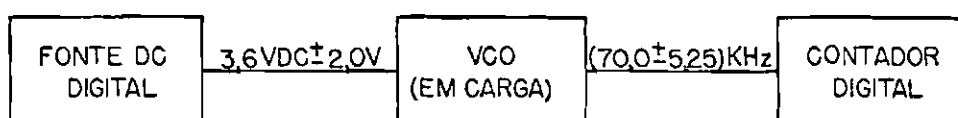


Fig.4.1 Montagem para obtenção da curva de calibração do VCO.

Após o ajuste de alimentação ($+12V \pm 1\%$) para o VCO e com a fonte D.C. graduada em 3.6V na sua entrada, procura-se com os ajustes de linearidade e de simetria obter pulsos simétricos em 70 KHz na saída do VCO (em carga com o discriminador).

Feito esse ajuste preliminar, gradua-se a fonte DC digital para 1,6 VDC faz-se, se necessário, outro ajuste com os potenciômetros de linearidade a fim de se obter 64,75 KHz, em seguida, de maneira análoga, para 5,6 VDC. Repete-se cíclicamente o método descrito até minimizar o erro em relação às frequências assinaladas para os respectivos níveis de tensão considerados.

Pode-se então levantar a curva de calibração do VCO, tomando-se as frequências relativas a vários níveis DC de entrada entre 1,6 e 5,6 Volts.

Uma vez obtida a curva de calibração, pode-se considerar o critério^[3] seguinte para o cálculo da porcentagem de não linearidade do VCO.

Para fins de exemplificação sômente, consideremos a curva de calibração da fig.(4.2). Segundo as recomendações da IRIG^[3] as medidas de tensão e frequência, deveriam ter precisões maiores do que 0,01% e 0,05%, respectivamente.

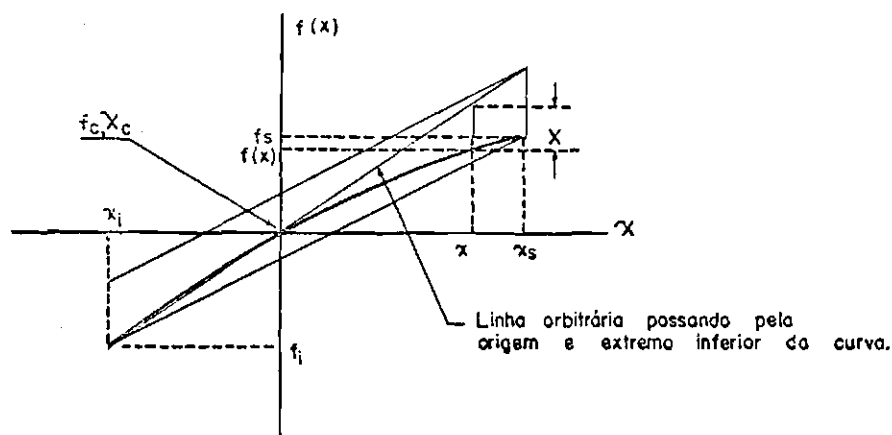


Fig.4.2. Curva típica para o cálculo da porcentagem de não linearidade do VCO.

A partir da curva experimental levantada, definimos o erro^[3]:

$$e = f(x) + f_i X - (1 + X) f_c \quad (4.1)$$

onde

$f(x)$: saída para o erro X

f_i : saída para o desvio máximo negativo

f_c : saída para erro zero ($X = 0$)

X : fração de erro máximo ($-1 \leq X \leq +1$)

Então para cada ponto da curva a porcentagem de não-linearidade é dada por:

$$P = \frac{e}{f_s - f_i} \cdot 100\% \quad (4.2)$$

P pode ser encarado como um valor pico a pico (P.A.P.) de $\hat{e}_r$ em cada ponto considerado, sendo a precisão de medida, para cada ponto considerado, com um erro de desvio igual a $\pm (P/2)$.

Posteriormente mostraremos que a realimentação negativa utilizada no sistema reduzirá a distorção.

4.2. Curva de calibração do discriminador/OP2. Linearidade

Esse teste visa obter a curva de calibração do discriminador em termos da tensão de saída do OP2 (fig.4.3) em função da frequência do VCO, considerado o OP2 como estágio integrante do demodulador.

A montagem para fins de medida é a seguinte:

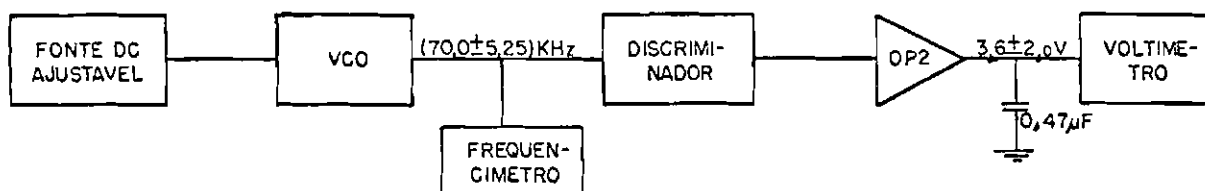


Fig.4.3. Montagem para obtenção da curva de calibração do demodulador.

Se fizermos primeiro um ajuste no OP2 (item 4.3) de tal forma que sua saída seja igual a 3.6 VDC quando tivermos 70 KHz no VCO, e se sua excursão de sinal for de $(3,6 \pm 2,0)$ Volts quando o VCO variar entre $(70,0 \pm 5,25)$ KHz, então levanta-se a curva de calibração para pontos discretos variando de 63 a 77 KHz de 500 em 500 Hz.

O critério aplicado para o cálculo da porcentagem de não linearidade do VCO pode ser aplicado de maneira análoga à curva de calibração do demodulador.

O capacitor de $0,47 \mu F$ visa diminuir a ondulação residual na saída do OP2, possibilitando maior precisão nas medidas.

Para a realização desse teste, deve-se supor que cada um dos dois canais geradores de pulsos de largura constante, tenham sido calculados para que os pulsos tenham aproximadamente a largura de 25% do valor período em 70 KHz e a soma dos referidos pulsos se faça de maneira simétrica.

4.3. Ajuste de Polarização e ganho em malha aberta

Este teste tem por finalidade realizar a polarização DC/CA adequada para cada estágio do sistema em malha aberta, simulando-se aproximadamente as condições de acoplamento em malha fechada.

Esses ajustes podem ser feitos para qualquer ganho de malha aberta (portanto de malha fechada) porém, como vai nos interessar o maior ganho possível de malha, dentro de certa margem de ganho e fase, vamos considerar o ajuste das polarizações para máximas excursões de sinal nos diversos estágios. Devemos aqui lembrar também que quanto maior for a excursão dos sinais, menores serão as influências dos erros do sistema devido à deriva de tensão de alimentação e aqueles devido às variações de temperatura ambiente.

A montagem para os ajustes DC/CA é a da fig.(4.4).

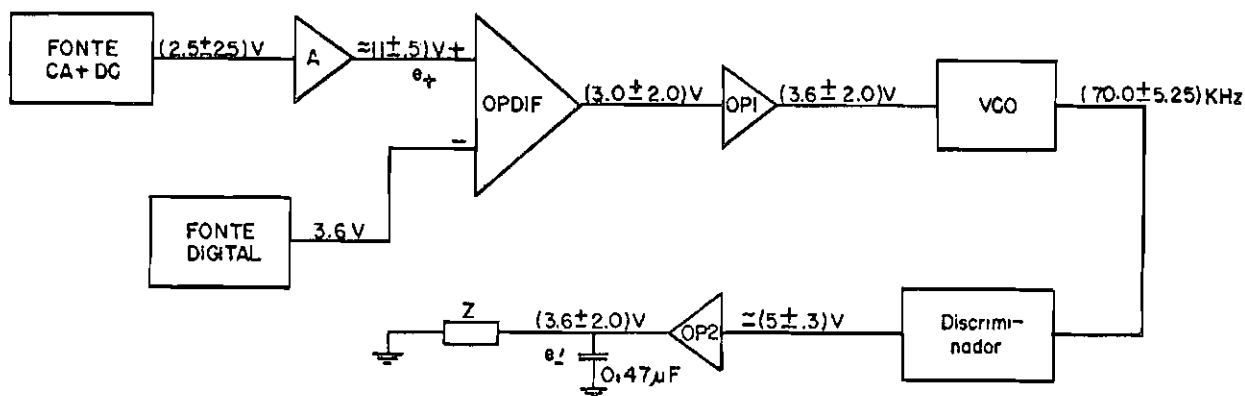


Fig. 4.4. Montagem para polarização DC/CA em malha aberta.

A carga Z (valor típico igual a 2 KΩ) simula a impedância da entrada inversora do OPDIF.

Com uma fonte senoidal na entrada do amplificador A em 100 Hz (frequência baixa em relação à faixa nominal do DSVC0) ajusta-se esse primeiro estágio amplificador para que dê o máximo ganho (≈ 1 Volt P.A.P.) sem distorção apreciável. Este ajuste é feito com o potenciômetro (500KΩ) da entrada em A.

Em seguida, conectado A na entrada não inversora (+) do diferencial e tendo-se a entrada inversora (-) ligada à fonte DC em 3,6 Volts, faz-se o ajuste DC do OPDIF através dos dois potenciômetros colocados em paralelo com as duas entradas, (+) e (-), até que se obtenha um nível DC, na saída igual a 3,0 Volts e uma excursão de sinal entre $3 \pm 2,0$ Volts. O ganho AC pode ser ajustado com o potenciômetro na entrada de A e com um potenciômetro $10\text{ K}\Omega + 2\text{ K}\Omega$ colocado como carga do primeiro estágio transistor da entrada (+) não inversora.

Daí, então ajusta-se o ganho da entrada (-) inversora para a mesma excursão na saída do OPDIF ($3,0 \pm 2,0\text{ V}$) quando se tiver o sinal na saída do OP2 excursionando entre ($3,6 \pm 2,0$) Volts. Para tanto, basta ajustar o potenciômetro série com a entrada inversora e dar pequenos reajustes nos demais potenciômetros desse estágio, de tal forma que se varie a tensão na fonte digital (entrada (-)) e se obtenha a excursão de sinal desejada na saída do OPDIF.

Uma vez obtido sinal de ($3,0 \pm 2,0$) Volts na entrada do OP1, o ajuste DC/CA desse estágio será feito por intermédio de dois potenciômetros, um está em paralelo com a sua entrada e tem por finalidade ajustar o nível DC (3.6 V) da saída, e o outro está conectado da entrada para a saída do circuito integrado (CI) e serve para ajuste de ganho do estágio. Pode-se então obter a excursão de sinal desejada, para a saída, i.é., 3.6 Volts.

A partir daqui, pelos métodos de ajuste descritos anteriormente, o VCO e demodulador já estarão automaticamente calibrados, inclusive o OP2, cuja técnica de polarização DC/CA é análoga àquela do OP1.

É conveniente observarmos que para cada ajuste de ganho do OP2 (e do OP1) podemos obter ganhos diferentes da malha aberta.

4.4. Levantamento dos gráficos de Bode (ganho e fase) e Nyquist em malha aberta

4.4.1. Introdução

O estudo de estabilidade de um sistema (fig.4.5) com realimentação é feito em função das suas curvas de ganho e fase obtidas em malha aberta

numa faixa adequada de frequência. No caso, o ganho de malha aberta $\bar{e}$ é definido pela relação R/D .

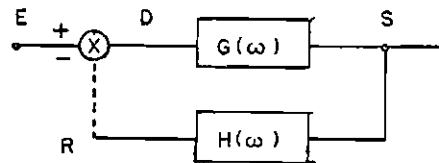


Fig.4.5 Representação de um sistema com realimentação simples.

No nosso caso real, temos o comparador dado pelo OPDIF (operacional diferencial) que de maneira geral não coincide com o comparador da fig. 4.5. Podemos, no entanto, idealizar uma equivalência de circuito para o operacional diferencial de forma que "extraímos" dele o comparador idealizado na fig.4.5. Essa equivalência será representada pela fig.4.6.

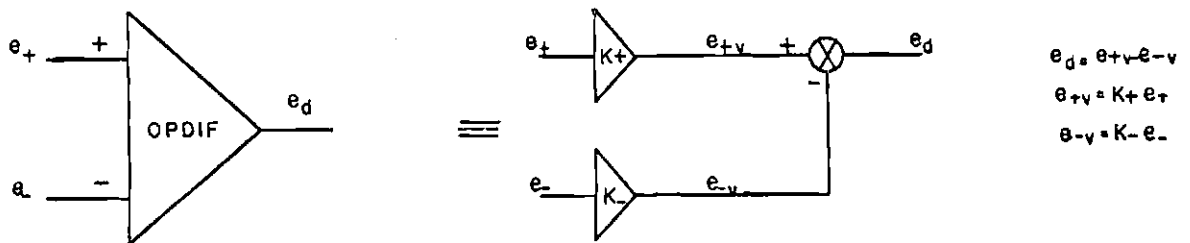


Fig.4.6 Equivalência entre o OPDIF e o comparador ideal.

Podemos supor viável essa equivalência, na prática, se considerarmos a rejeição de modo comum (R.M.C.) do OPDIF suficientemente alta para ambas as entradas (vd.cap.3). Para fins de teste, suporemos satisfeitas essas duas condições.

Portanto, nos testes de malha aberta devemos, implicitamente, nos preocupar com o cálculo de K_+ e K_- cujas expressões analíticas equivalentes estão dadas no item 3.3 do capítulo 3 deste trabalho.

Entre o estágio A e a entrada não inversora do OPDIF será colocado um filtro de compensação. Seu cálculo será feito no próximo capítulo.

4.4.2. Obtenção de e_{+v} - característica do filtro de compensação de entrada e da defasagem em malha aberta

A partir da montagem feita na fig.(4.7), vamos obter e_+ , e_d e e'_- e a defasagem entre e'_- e e_+ em função da frequência. Como $e_- = 0$ neste caso podemos considerar $e_d \approx e_{+v}$ e a defasagem $\angle e'_-(f)/e_+(f) \approx \angle e_{-v}(f)/e_{+v}(f)$.

Parte-se da frequência de 50 Hz e a partir daí toma-se pontos em intervalos convenientes de frequência até um pouco além do ponto em que a defasagem entre e'_- e e_+ ultrapassa 180° .

A partir da tabela de dados obtidos pode-se construir os seguintes gráficos:

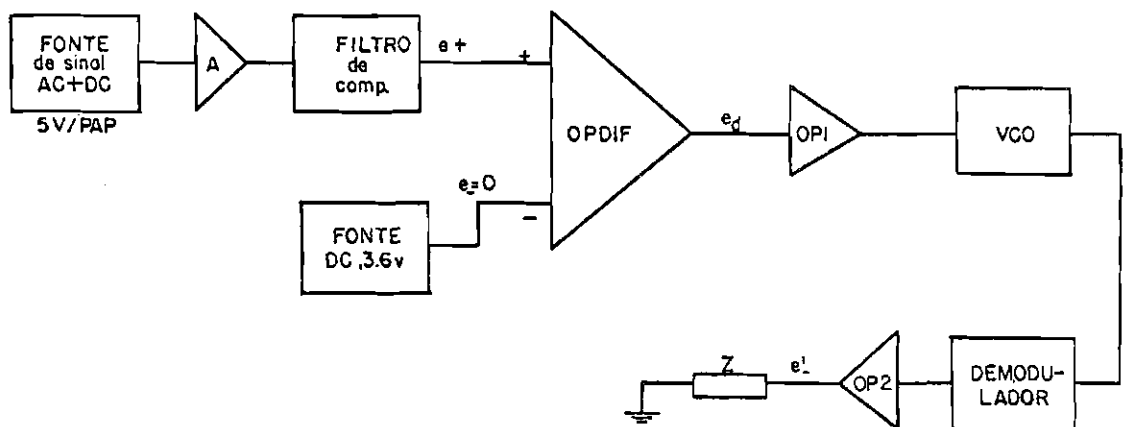


Fig.4.7. Montagem para o teste, do item 4.4.2., em malha aberta.

- $|e_+(f)/e_+(0)|$ (dB) em função da frequência (KHz), teremos então a curva característica, do filtro de compensação de entrada, sendo que sua faixa será determinada pela frequência em que $|e_+(f)/e_+(0)|$ cai de 3 dB em relação ao valor D.C. A banda esperada é de aproximadamente 2 KHz (3dB).

- $K_+(f) = |e_d(f)/e_+(f)|$ (dB) em função da frequência (KHz) até a frequência em que e'_- e e_+ possuam defasagem maior do que 180° .

- $\angle e'_-(f)/e_d(f)$ (graus) em função da frequência, até a defasagem ultrapassar 180° (gráfico de fase - Bode - em malha aberta).

Como o OP1 e OP2 têm banda nominal de 600 KHz e não dispomos de dados semelhantes para o OPDIF, supomos que a faixa de frequências de nosso interesse esteja razoavelmente abaixo da sua frequência de corte intrínseca. Portanto, atribuímos as defasagens quase que exclusivamente ao VCO e ao demodulador.

Z continua sendo a simulação da impedância da entrada inversora do OPDIF.

4.4.3. Obtenção de e_- - característica do filtro RC discriminador

Nêste teste $e_d \approx e_-$, e faz-se a seguinte montagem (fig.4.8):

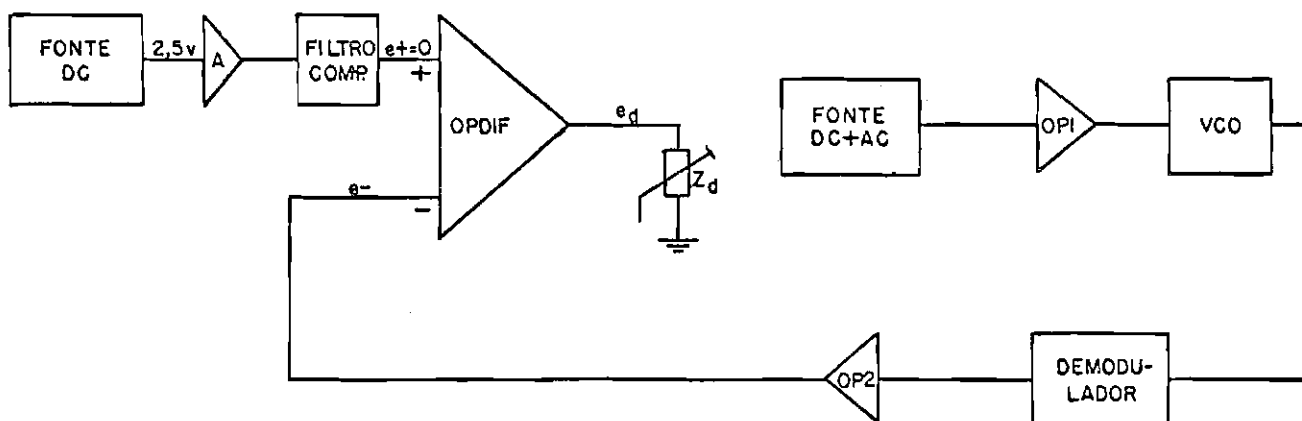


Fig.4.8. Montagem para o teste, do item 4.4.3., em malha aberta.

A impedância Z_D simula a impedância de entrada do OP1 (100 K Ω como valor típico). Temos $e_+ = 0$.

Ajusta-se o ganho do OP2 para o valor desejado, lembrando que se nas frequências baixas tivermos uma excursão (max) de $(3,6 \pm 2,0)$ V no seu sinal de saída, então a excursão (max) do sinal na saída do OPDIF deve ser $(3,0 \pm 2,0)$ V. De tal forma que, se êste ajuste foi feito prêviamente para a entrada inversora do OPDIF no teste anterior, então nêste teste, podemos ajustar Z_D até que a excursão máxima seja obtida na saída do OPDIF, quanto temos $(3,6 \pm 2,0)$ V na saída do OP2.

Podemos então, a partir de 50 Hz, e para intervalos convenientes de frequência, tomar pares de valores $e_d(f)$ e $e_-(f)$ até uma frequência um pouco além daquela na qual se obteve defasagem igual a 180° entre e_- e e_+ no teste anterior.

Com essa tabela de dados, pode-se obter os seguintes gráficos em função da frequência (KHz).

- $|e_-(f)/e_-(0)|$ (dB) e determinar o ponto em que há a queda de 3dB em relação à frequência mais baixa de teste (50 Hz). Esse gráfico nos dá a faixa aproximada do filtro discriminador e que deve ser de 2 KHz aproximadamente.

$$- K_-(f) = |e_d(f)/e_-(f)|, \text{ pois } e_d(f) = e_{-v}(f).$$

4.4.4. Obtenção de dados para os gráficos de Bode (ganho) e de Nyquist

Com o auxílio dos dados obtidos nos itens 4.4.2. e 4.4.3. podemos construir os seguintes gráficos, funções da frequência (KHz):

- Supondo-se lineares os estágios OPDIF, OP1 e OP2, calcula-se

$$\left| \frac{K_-(f) \cdot e'_-(f)}{e_d(f) \text{ do item 4.4.1.}} \right| \text{ (dB), a partir daí a curva de (Bode) ga}$$

nho em malha aberta. O gráfico de fase (Bode) em malha aberta já pode ser traçado com os dados do item 4.4.1. (defasagem entre e_- e e_+).

- Com os dados obtidos no último gráfico, compõem-se o diagrama de Nyquist. Deseja-se, no ajuste final do circuito, uma margem de ganho mínima de 3dB (se possível 6dB) e uma margem de fase mínima de 30° .

4.5. Característica do DSVCO em Malha Fechada

Ao se fechar a malha, havendo realimentação, o sinal CA na saída do OPDIF vai cair de amplitude, e portanto o mesmo acontece na saída do OP1. Para que a excursão em frequência seja mantida, é necessário aumentar o ganho do OP1 convenientemente. Algum ajuste DC no OP1 e OP2 se fará necessário dado que não só alteração do ganho do OP1 altera as polarizações DC, mas também a imprecisão ao se simular a carga Z e Z_d (vd.fig.4.4) na saída do OP2 e OPDIF em relação à carga real representada pela entrada inversora do OPDIF e entrada do OP1 respectivamente alteram os níveis D.C. ao se fechar a malha.

Feito o ajuste prévio de polarização DC/CA em malha fechada, pode se obter nova curva de calibração do VCO e verificar em que proporção a distorção ficou reduzida em relação àquela de malha aberta. Essa apreciação será feita no próximo capítulo, e depois comparada com estimativas teóricas.

CAPÍTULO V
ANÁLISE EXPERIMENTAL DO SISTEMA

Essa análise visa encontrar a melhor solução, dentro de técnicas relativamente simples, com o fim de se obter um maior ganho da malha fechada, e portanto, a melhoria do desempenho do sistema com vistas à redução de distorção e deriva do VCO.

Vamos primeiro observar as características de malha aberta com baixa rejeição de portadora; em seguida, ao se filtrar esses espúrios na realimentação e finalmente, a melhora da estabilidade do sistema com compensação em fase.

5.1. Diagramas de calibração, ganho e fase típicos - Compensações

Iniciaremos esse item observando o diagrama de calibração do VCO (fig.5.1). Esse diagrama foi obtido em malha aberta. Essa consideração é importante, pois medindo-se a distorção máxima pelo critério descrito no cap. 4 (item 4.1), uma vez fechada a malha e ajustado o seu ganho com uma margem adequada, temos uma noção quantitativa de quanto ela (dist.) ficará reduzida. A justificação teórica dessa redução está descrita no cap.6(item 6.2). Para a construção da curva de calibração do VCO, obteve-se a seguinte tabela (5.1) de dados experimentais.

TABELA 5.1

Entrada (Volts)	Freq. (KHz)	Entrada (Volts)	Freq. (KHz)
1,6	64,764	3,8	70,501
1,8	65,217	4,0	71,162
2,0	65,719	4,2	71,700
2,2	66,215	4,4	72,237
2,4	66,741	4,6	72,789
2,6	67,295	4,8	73,322
2,8	67,873	5,0	73,817
3,0	68,398	5,2	74,389
3,2	68,963	5,4	74,892
3,4	69,437	5,6	75,328
3,6	69,947		

Os pontos correspondentes à curva de calibração são dados por:

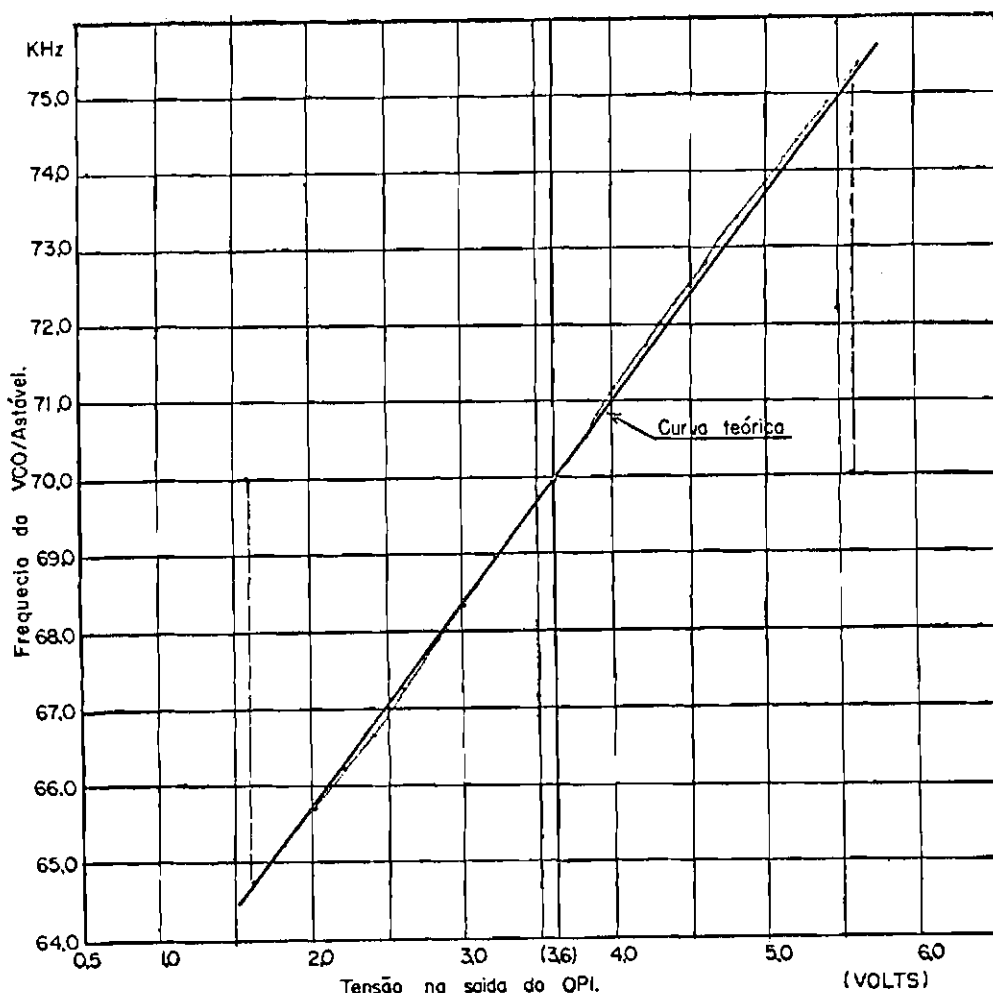


Fig.5.1 Curva de calibração do VCO/Astável.

Como podemos observar, a curva teórica de calibração que tem desvio de $(70,0 \pm 5,25)$ KHz para entrada de $(3,6 \pm 2,0)$ V praticamente coincide no seu extremo inferior e ponto central com os pontos experimentais, logo ela será considerada a linha arbitrária (vd.fig.4.2). Concluímos que os parâmetros para o cálculo da distorção (P_v) são os seguintes:

$$\begin{aligned}
 X &= 1 \text{ (valor máximo)} \\
 f(x) &= 73,40 \text{ KHz} \\
 f_i &= 64,75 \text{ KHz} \\
 f_c &= 70,00 \text{ KHz} \\
 f_s &= 75,30 \text{ KHz } (75,25 + 0,05)
 \end{aligned}$$

Sendo:

$$P_v = \left| \frac{f(x) + f_i X - (1 + X) f_c}{f_s - f_i} \right| \cdot 100 \quad \%, \text{ como } X = 1$$

$$P_v = \left| \frac{73,40 + 64,75 - 2.70,0}{75,30 - 64,75} \right| \cdot 100 \quad \%$$

$$P_v = 17,5 \quad \% \text{ (V.max.em módulo)}$$

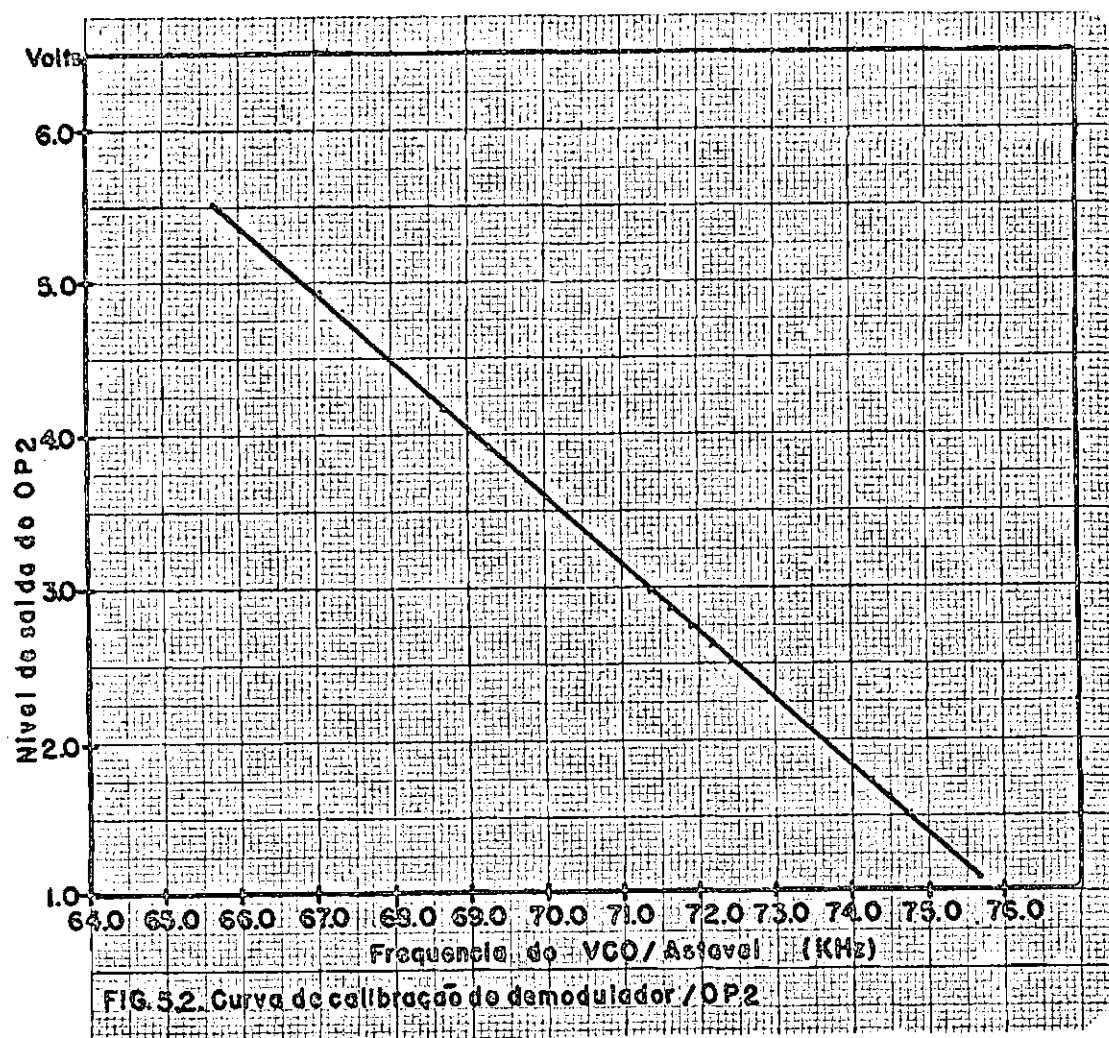
É interessante notar também que o maior afastamento de frequência (em relação à teórica) foi da ordem de 150 Hz.

Vamos a seguir considerar a curva de calibração do demodulador (fig.5.2) antes, porém, dando a seguinte tabela (5.2) de dados experimentais:

TABELA 5.2

Freq. (KHz)	Saída OP2 (Volts)	Freq. (KHz)	Saída OP2 (Volts)	Freq. (KHz)	Saída OP2 (Volts)	Freq. (KHz)	Saída OP2 (Volts)
66,03	5,34	68,95	4,03	70,82	3,23	72,95	2,30
66,29	5,26	69,23	3,91	71,36	2,96	73,21	2,19
66,54	5,16	69,50	3,81	71,62	2,85	73,48	2,09
66,80	5,05	69,75	3,68	71,89	2,74	73,99	1,84
67,07	4,94	70,01	3,59	72,15	2,63	74,25	1,74
67,34	4,81	70,30	3,47	72,42	2,51	74,51	1,64
68,67	4,16	70,55	3,35	72,70	2,40	74,74	1,53

Analisamos a distorção do demodulador em termos do afastamento do sinal de saída em relação ao da reta que melhor se ajusta aos pontos deter



minados. Esse afastamento é da ordem de 50 mV. Uma vez que a excursão de si nal é de 4 Volts, então o erro relativo à máxima excursão é dado por:

$$(50/4000) \times 100 = 1,25\%$$

Por outro lado o afastamento máximo de frequência na reta de calibração do VCO foi de 150 Hz, o que representa em relação à máxima excur são (10,5 KHz) um erro relativo de 1,43%.

Nesse último conjunto de medidas não se levou em conta a deriva térmica ocorrida no OP2 durante as medições. Certamente, a distorção do de modulator é menor, evitando-se esse último efeito.

Para que o sistema responda melhor a transitórios, dentro de sua faixa de demodulação, é necessário que a faixa do sinal de entrada seja limitada na mesma proporção daquela do sinal discriminado, uma vez que os dois sinais são comparados no OPDIF. Na prática, o que se fez foi montar o seguinte filtro de compensação na entrada (fig.5.3).

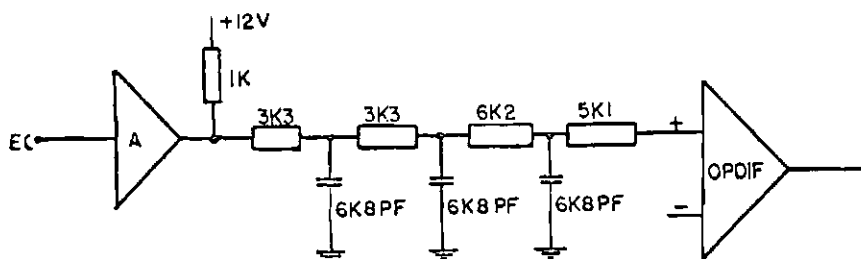


Fig.5.3. Filtro de compensação de entrada.

Esse filtro (fig.5.3) foi calculado segundo o método adotado no cap.3 para a frequência de corte de 2 KHz e utilizando capacitores de 10nF. Porém, obteve-se para as três capacidades iguais a 6,8nF uma frequência de corte igual a 2,25 KHz aproximadamente. Para fins de estabilidade é bom que essa frequência de corte esteja um pouco acima daquela do filtro discriminador. Para fins de ilustração, vamos apresentar as curvas características do filtro de compensação de entrada (fig.5.4) levantada experimentalmente (tabela 5.3).

Por outro lado, a curva característica obtida (tabela 5.3) discriminador (incluindo o OP2) foi a seguinte (fig.5.5), que tem a frequência de corte aproximada de 1,95 KHz. A tabela seguinte permitiu a construção das duas curvas da fig.(5.4) e (5.5) - (vd. página seguinte).

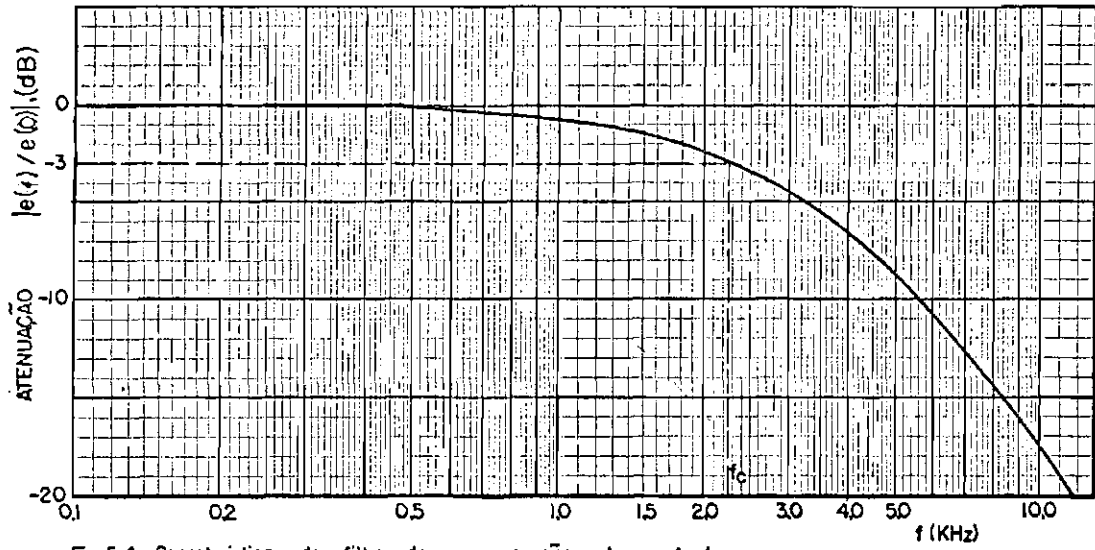


Fig.5.4. Característica do filtro de compensação de entrada.

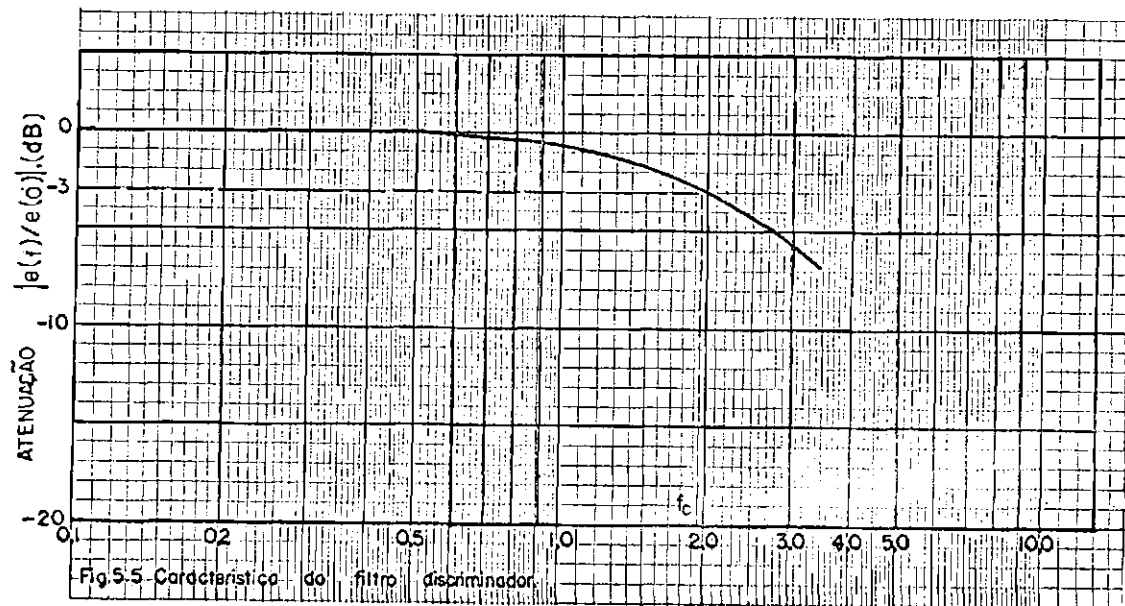


Fig.5.5. Característica do filtro discriminador.

TABELA 5.3

Freq.do Sinal(Hz)	Saída OPDIF(V)	Saída OP2(V)	Freq.do Sinal(Hz)	Saída OPDIF(V)	Saída OP2(V)	Freq.do Sinal(Hz)	Saída OPDIF(V)	Saída OP2(V)
100	4,0	4,0	800	3,8	3,6	1900	3,1	2,2
200	4,0	4,0	900	3,7	3,4	2000	3,0	2,1
300	4,0	4,0	1000	3,6	3,3	2100	2,9	2,0
400	4,0	4,0	1200	3,5	3,0	2200	2,8	1,9
500	3,9	3,9	1400	3,4	2,8	2300	2,8	1,8
600	3,9	3,8	1600	3,3	2,6	2400	2,7	1,7
700	3,8	3,7	1800	3,2	2,3	2500	2,6	1,6

As primeiras curvas de ganho e fase foram obtidas em malha aberta, ajustada para ganho unitário (para uma leitura mais precisa) em baixas frequências, e tendo-se instalado apenas o filtro de compensação na entrada. As medidas dadas na Tabela (5.4) abaixo não são muito precisas pois, nêste caso, o resíduo de portadora ($140 \pm 10,5$ KHz) na saída do OP2 (saída do demodulador) e na entrada do VCO (saída do OP1) era significativo. Temos porêm uma idéia aproximada do comportamento do sistema.

O resíduo de portadora é de tal ordem ($\approx 20/30\%$ do sinal realizado máximo, i.é., $3,6 \pm 2V$) que o ganho mínimo para oscilação se torna ainda menor do que aquêle que existiria se não houvesse êsse resíduo. Isto justifica-se se considerarmos o sinal como valor médio do ruído de portadora.

Segundo o critério de testes do capítulo 4, temos:

TABELA 5.4

Frequência (KHz)	e_d (Volts)	e'_- (Volts)	Defasagem (Graus)
0,05/0,1	4,0	4,0	0
0,3	4,0	3,9	10,9
0,5	3,9	3,8	17,2
0,7	3,8	3,7	25,7
0,9	3,7	3,5	26,0
1,1	3,6	3,3	31,5
1,3	3,5	3,2	36,0
1,5	3,4	2,9	42,5
2,0	3,1	2,4	50,5
3,0	2,4	1,9	75,5
3,5	2,1	1,6	78,5
4,0	1,85	1,0	80,0
4,5	1,65	0,8	86,0
5,0	1,5	0,75	91,0
6,0	1,18	0,40	96,0
7,0	0,96	0,30	111,0
8,0	0,76	0,20	120,0
9,0	0,64	0,15	124,0
10,0	0,52	0,12	126,0
11,0	0,45	0,10	127,0
12,0	0,38	0,08	135,0
13,0	0,325	0,06	144,0
14,0	0,270	0,05	154,0
15,0	0,240	0,045	166,0
16,0	0,200	0,035	172,0
17,0	0,180	0,03	180,0 (*)
18,0	0,150	0,025	200,0

O diagrama de Bode correspondente a última tabela será o da Fig.5.6.

De fato, com o ganho aproximadamente unitário, ao se fechar a malha, o sistema oscilou.

Objetivando a rejeição da portadora na modulação e na malha de realimentação, adicionamos ao circuito os seguinte filtros (Fig.5.7):

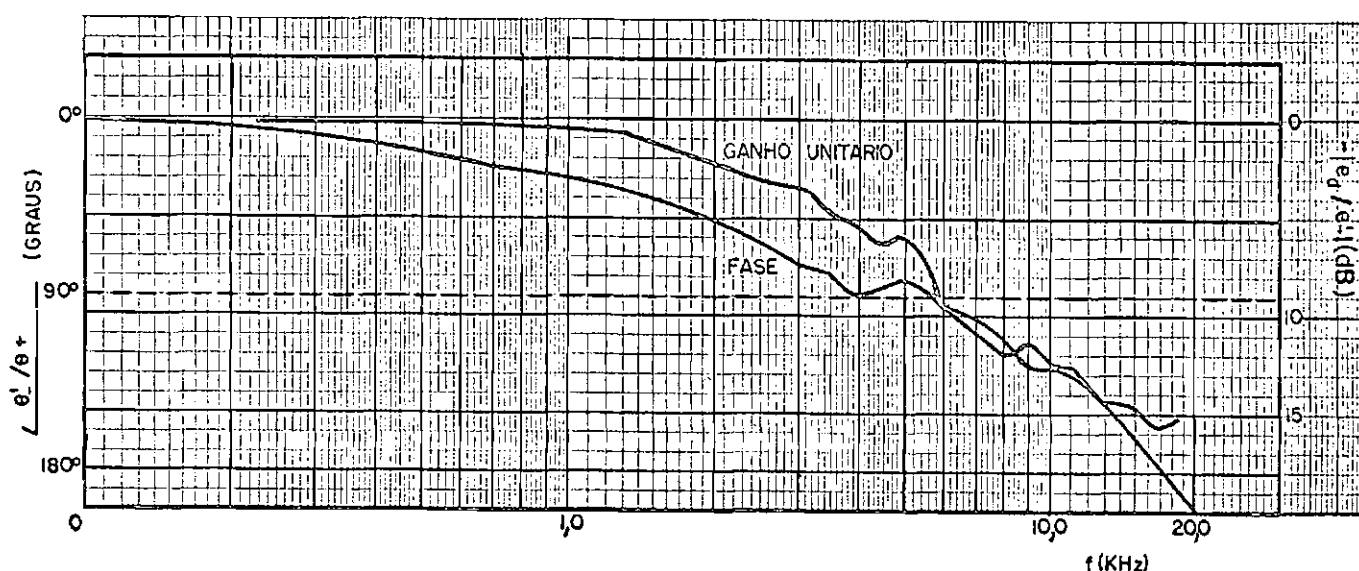


Fig.5.6. Diagrama de fase em malha aberta sem filtragem na saída do OPI e OP2 (e ganho)

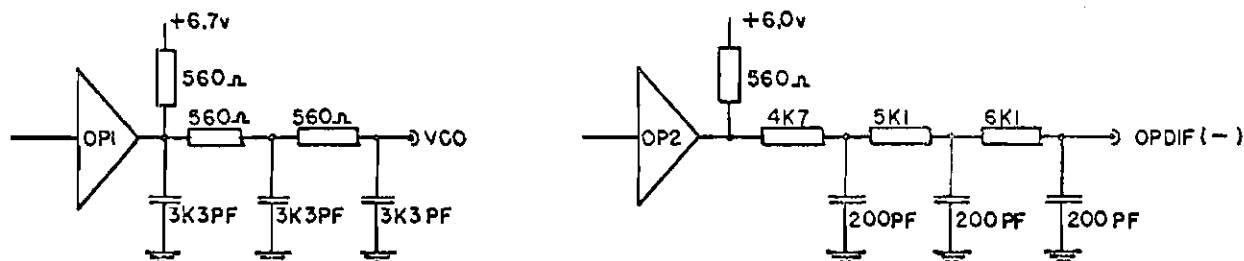


Fig.5.7. Filtros para rejeição de ruído e portadora (140 KHz)

A técnica de cálculo desses filtros foi semelhante àquela empregada para os demais filtros RC, i.é., adotamos uma frequência de corte ($\approx$ KHz) e um valor de capacitor (igual para os três filtros), de tal forma que o resistor resultante, ou equivalente, da seção fôsse adequado para o acoplamento DC existente entre os estágios. Uma vez instalados, verificamos se os níveis de portadora foram reduzidos satisfatoriamente, em seguida reduzimos igualmente os capacitores ao máximo, prevendo o aumento de ganho do OP1 e OP2 (aumento do ruído) em malha fechada. Com o nível de portadora bem reduzido, obtivemos uma frequência de corte de aproximadamente em 6 KHz para o filtro de saída do OP1 e de 10 KHz (aproximadamente) para o filtro de saída do OP2.

A razão da utilização de três seções RC em cada filtro visa aumentar a portadora sem prejudicar a faixa do sinal e também minorar a defasagem para fins de estabilidade procurando colocar os polos dos filtros em frequências as mais alta possíveis.

Feito êsses ajustes dos filtros do OP1 e OP2, construímos o gráfico de Bode (ganho e fase) e de Nyquist a partir dos dados obtidos no teste de malha aberta, e discriminados na Tabela 5.5 (e 5.6). Pelo teste do ítem 4.4.2. do Capítulo 4.

TABELA 5.5

Frequência do sinal (KHz)	$e_+(V)$	$e_d(V)$	$e_-(V)$	$-\angle e_-/e_+ \text{ (graus)}$	$e_-/e_d \text{ (dB)}$
0,1	0,064	4,0	4,0	0	0
0,3	0,064	4,0	3,9	10,9	-0,23
0,5	0,062	4,0	3,8	18,0	-0,42
0,7	0,062	3,9	3,6	24,8	-0,70
0,9	0,060	3,8	3,4	32,5	-0,95
1,1	0,058	3,7	3,2	35,2	-1,25
1,3	0,056	3,6	3,0	37,0	-1,58
1,5	0,052	3,4	2,4	43,0	-2,0
2,0	0,048	3,1	2,2	57,5	-2,98
2,5	0,042	2,8	1,7	60,0	-4,32
3,0	0,038	2,6	1,35	76,4	-5,7
3,5	0,034	2,3	1,1	90,0	-6,4
4,0	0,030	2,05	0,85	101	-7,6
4,5	0,026	1,8	0,70	98,0	-8,2
5,0	0,024	1,6	0,56	120	-9,1
6,0	0,019	1,3	0,40	120	-10,3
7,0	0,015	1,06	0,28	129	-11,6
8,0	0,013	0,87	0,19	130	-13,2
9,0	0,011	0,72	0,15	147	-13,6
10,0	0,009	0,60	0,11	162	-14,7
11,1	0,008	0,51	0,09	180	-15,0
12,0	0,007	0,43	0,07	190	-15,7
13,0	0,006	0,37	0,06	189	-15,7
14,0	0,005	0,32	0,05	195	-16,2
15,0	0,004	0,27	0,04	206	-16,6

Por outro lado o teste feito segundo o ítem 4.4.3. resultou na seguinte Tabela (5.6) de dados. Uma medida adicional foi a da defasagem entre e_d e e_- .

TABELA 5.6

Frequência do sinal (KHz)	$e'_-(V)$	$e_d(V)$	$\angle e_d/e_-(\text{graus})$	$\angle e_d/e'_- + \angle e_d/e_-(\text{graus})$
0,1	4,0	4,0	0	0
0,3	4,0	4,0	0	10,9
0,5	4,0	4,0	0	18,0
0,7	3,8	3,8	0	24,8
0,9	3,7	3,7	6,4	38,9
1,1	3,6	3,6	7,0	42,2
1,3	3,4	3,4	9,2	46,2
1,5	3,2	3,2	10,7	53,7
2,0	2,9	2,9	14,4	71,9
3,0	2,4	2,4	11,1	87,5
4,0	1,9	1,9	14,3	115,3
5,0	1,6	1,6	9,0	129,0
6,0	1,35	1,35	8,7	128,7
7,0	1,15	1,15	10,3	139,3
8,0	1,0	1,0	5,7	135,7
9,0	0,80	0,80	6,5	153,5
10,0	0,70	0,70	7,2	169,2
11,0	0,65	0,65	8,0	188,0
12,0	0,60	0,60	4,4	194,4
13,0	0,55	0,55	4,8	193,8
14,0	0,50	0,50	5,2	200,2
15,0	0,45	0,45	5,5	211,2

Ao se levar em conta a defasagem entre e_d e e_- (última tabela) poderemos ter uma noção mais precisa da curva de fase. Nota-se também que o ganho $K(f)$ se manteve constante e unitário na faixa de frequência que nos interessa para o estudo da estabilidade.

Por outro lado, o diagrama de Nyquist, representado pelo módulo e fase de e_-'/e_d quando o ganho DC de malha aberta é igual a 4, está esboçado na fig.5.9.

A curva de ganho unitário da Fig.5.8 foi traçada diretamente da última tabela, porém, ao se fechar a malha, ajustou-se o circuito através do OP1 e OP2 para máximo ganho de malha, logo abaixo de um valor suficiente para que houvesse oscilação. Aí tomou-se os seguintes dados (com sinal de 100 Hz) de sinal P.A.P. (pico a pico):

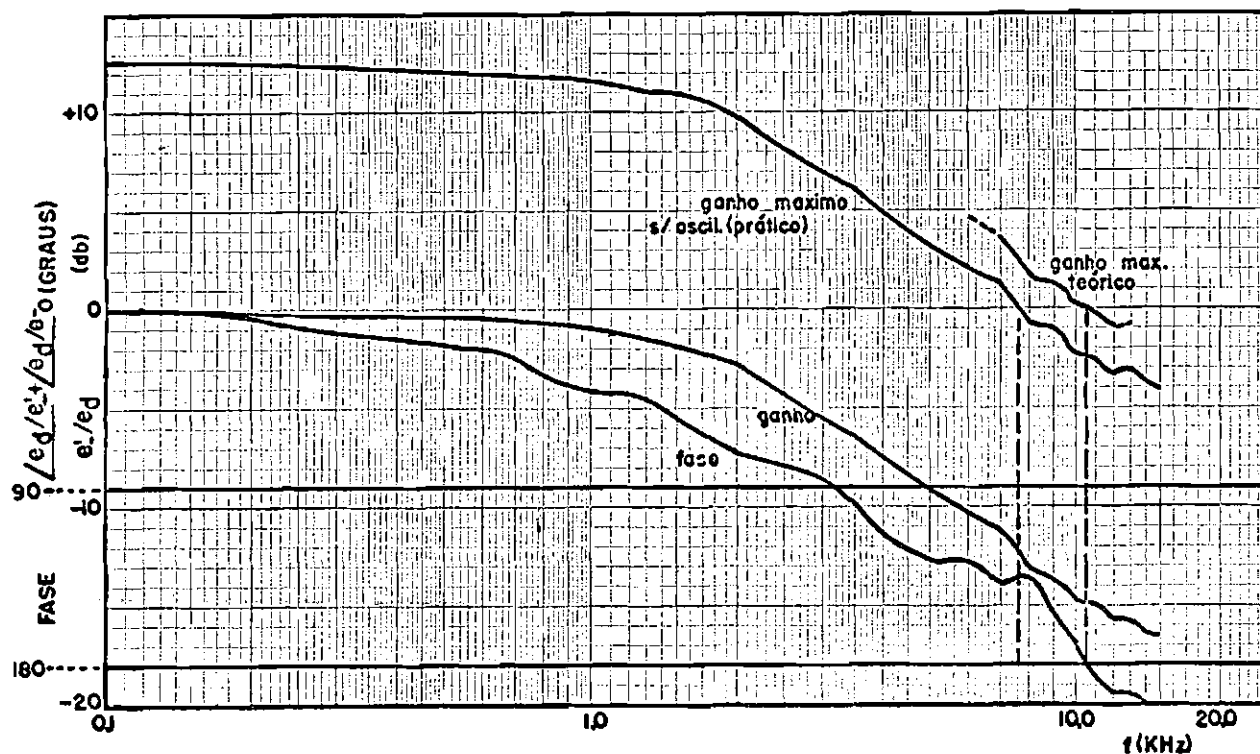


Fig.5.8. Diagramas de bode sem compensação de fase.

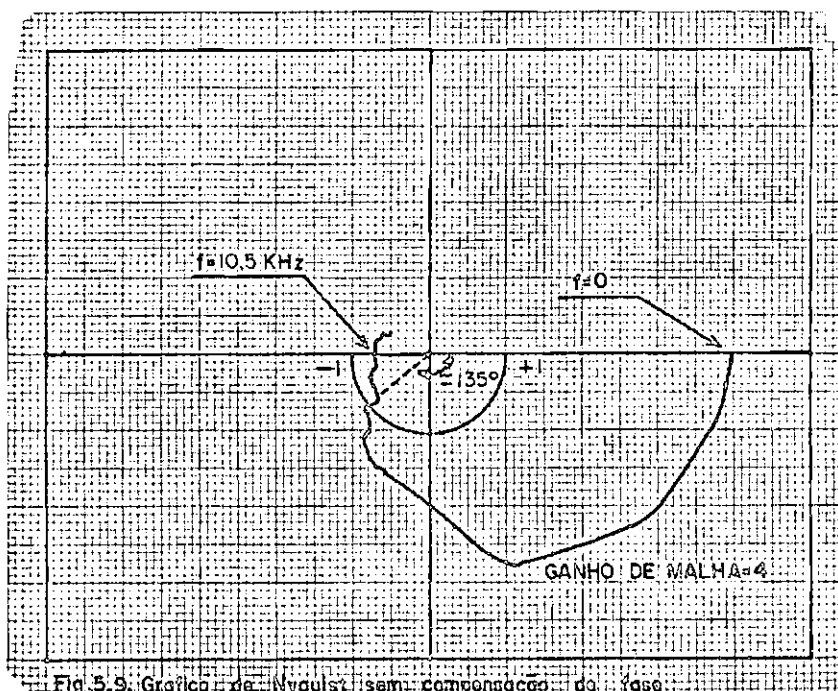


Fig.5.9. Gráfico de Nyquist sem compensação de fase.

$$e_d = 0,75 \text{ Volts}$$

$$e_+ = 0,06 \text{ Volts}$$

$$e_v = 4,0 \text{ Volts (saída OP1)} \quad e_- = 3,2 \text{ Volts}$$

e desde que se suponha válido o ajuste prévio para $K_- = 1$, o ganho máximo de malha será dado por $K_1 K_f K_d K_2$, onde:

$$K_1 \approx \frac{4,0}{0,75} = 5,33 \quad (\text{ganho do OP1})$$

$$K_2 K_f K_d \approx \frac{3,2}{4,0} = 0,8 \quad (\text{ganho VCO/demod.OP2})$$

$$\therefore K_1 K_f K_d K_2 = (0,8) \cdot (5,33) = 4,26$$

Se observarmos a Fig.5.8 vemos que a curva para ganho máximo sem oscilação foi traçada deslocando a curva de ganho unitário de $20 \log 4,26 = 12,6 \text{ dB}$. Para essa curva, teríamos uma margem de ganho virtual de $2,5 \text{ dB}$ (e margem de fase de 45°) em relação à curva de fase real tomada com ga

nho de malha unitário. Por outro lado, para essa mesma curva de fase, o ganho máximo teórico seria de 15 dB aproximadamente, o que contradiz a curva prática de ganho. Logo, atribue-se essa disparidade à mudança dos parâmetros de realimentação do circuito (OP1 e OP2) ao se passar do ganho unitário de malha a um ajuste para ganho máximo (prático). A favor da segurança, devemos considerar 4,26 como sendo o valor real do ganho máximo de malha não oscilante.

Com o objetivo de se obter melhor desempenho do sistema projetamos uma compensação de avanço de fase (v. item 6.3/cap.6) com um pico de $36,9^\circ$, atenuação -12 dB o que corresponde a termos $R_1 = 3R_2$. Adotamos $R_2 = 5K\Omega$ e $R_1 = 15K\Omega$. Como essa compensação deve ser inserida entre o OPDIF e o OP1, e sendo finita, da ordem de $70K\Omega$ a impedância de entrada desse último estágio, não fizemos $R_2 = 5K\Omega$. Por outro lado, o valor de R_1 não pode ser muito baixo para que não seja da ordem da impedância de saída do OPDIF ($< 1K\Omega$) e também não muito alto para que tenhamos uma corrente suficiente de polarização para o OP1 em sua entrada. Enfim, se observarmos as impedâncias de entrada e saída que a compensação vê, podemos dizer que $R_1 = 15K\Omega$ é um valor razoável. Resta-nos calcular um valor para C_1 . Como $T_1/T_2 = 4$ então:

$$f_{\phi(\max)} = 2 / (2\pi \cdot R_1 \cdot C_1)$$

mas se desejamos que o pico de avanço de fase esteja em 10,5 KHz então obtemos $C_1 = 2020pF$. Adotamos para C_1 um capacitor de 2nF.

Uma vez instalada a compensação, o ganho máximo de malha fechada, sem oscilação, teve o seu nível diminuído em relação à condição anterior e a impedância de entrada do OP1 (resistores de polarização) teve de ser alterada para que se obtivesse uma polarização adequada desse estágio, e seu ganho teve de ser aumentado.

Esse problema foi superado, recorrendo-se à compensação de avanço e atraso de fase (lead lag compensation). Simplesmente não alteramos

os valores dos componentes da compensação anterior, e adicionamos o capacitor C_2 (em série com R_2). Sabemos que dependendo do seu valor, podemos ter a constante de tempo $T_{12} = (R_1 + R_2) C_2$ responsável pela frequência de corte mais baixa da compensação. Adotamos $(1/2\pi \cdot T_{12}) = 5\text{KHz}$, para tanto, $C_2 = 2400$ pF, adotamos $C_2 = 2\text{K7 pF}$.

Feita essa última modificação na compensação, fechamos a malha e ajustamos para máximo ganho sem oscilação (com senóide de 5 Volts PAP na entrada e em 100 Hz). Nessa configuração obtivemos os seguintes níveis de sinais PAP:

$$e_d = 0,4 \text{ Volts} \quad e_v = 4,0 \text{ Volts} \quad e_- = 3,2 \text{ Volts}$$

$$e_+ = 60 \text{ mV} \quad e_r = 32 \text{ mV (discrim.)}$$

Portanto o ganho máximo (ajustou-se $K_- = 1$) de malha (prático) sendo $K_1 K_f K_d K_2$ será igual a 8,0, pois:

$$K_1 = \frac{e_v}{e_d} = \frac{4,0}{0,4} = 10$$

e

$$K_f K_d K_2 = \frac{3,2}{4,0} = 0,8 \quad . \cdot$$

$$K_1 K_f K_d K_2 \approx 8,0$$

Com essa última compensação obtivemos a seguinte Tabela (5.7) relativa ao teste de malha aberta.

TABELA 5.7

Freq. do sinal(KHz)	$e'_-(V)$	$e_d(V)$	e'_-/e_d	$e'_-/e_d(dB)$	$-/e'_-/e_d(graus)$	$-/e'_-/e_d+/e_d/e_-(graus)$
0,1	4,0	4,0	1,0	0	0	0
0,3	4,0	4,0	1,0	0	10,9	10,9
0,5	3,8	3,9	0,975	- 0,22	18,0	18,0
0,7	3,6	3,9	0,924	- 0,7	25,0	25,0
0,9	3,3	3,8	0,869	- 1,22	32,2	36,6
1,1	3,1	3,7	0,838	- 1,53	39,1	46,1
1,3	2,8	3,6	0,778	- 2,18	46,1	45,3
1,5	2,5	3,5	0,714	- 2,92	53,7	64,4
2,0	1,9	3,1	0,614	- 4,25	72,0	86,4
2,5	1,4	2,7	0,519	- 5,7	81,0	93,0
3,0	1,1	2,35	0,469	- 6,58	84,8	95,9
3,5	0,8	2,1	0,381	- 8,38	96,4	98,4
4,0	0,65	1,85	0,351	- 9,1	101,0	115,3
4,5	0,50	1,65	0,303	-10,38	106,0	117,0
5,0	0,40	1,46	0,274	-11,26	108,0	117,0
6,0	0,26	1,14	0,228	-12,32	120,0	218,7
7,0	0,20	0,9	0,222	-13,1	128,5	138,8
8,0	0,13	0,73	0,178	-15,0	135,0	140,7
9,0	0,10	0,60	0,167	-15,55	147,0	153,5
10,0	0,08	0,50	0,160	-15,9	162,0	169,2
11,3	0,065	0,42	0,155	-16,2	180,0	188,0
12,0	0,05	0,35	0,143	-16,9	202,0	206,4
13,0	0,04	0,30	0,133	-17,5	216,0	
14,0	0,035	0,25	0,140	-17,1	250,0	

A partir dessa tabela construímos o gráfico de Bode (ganho e fase) da Fig.5.10.

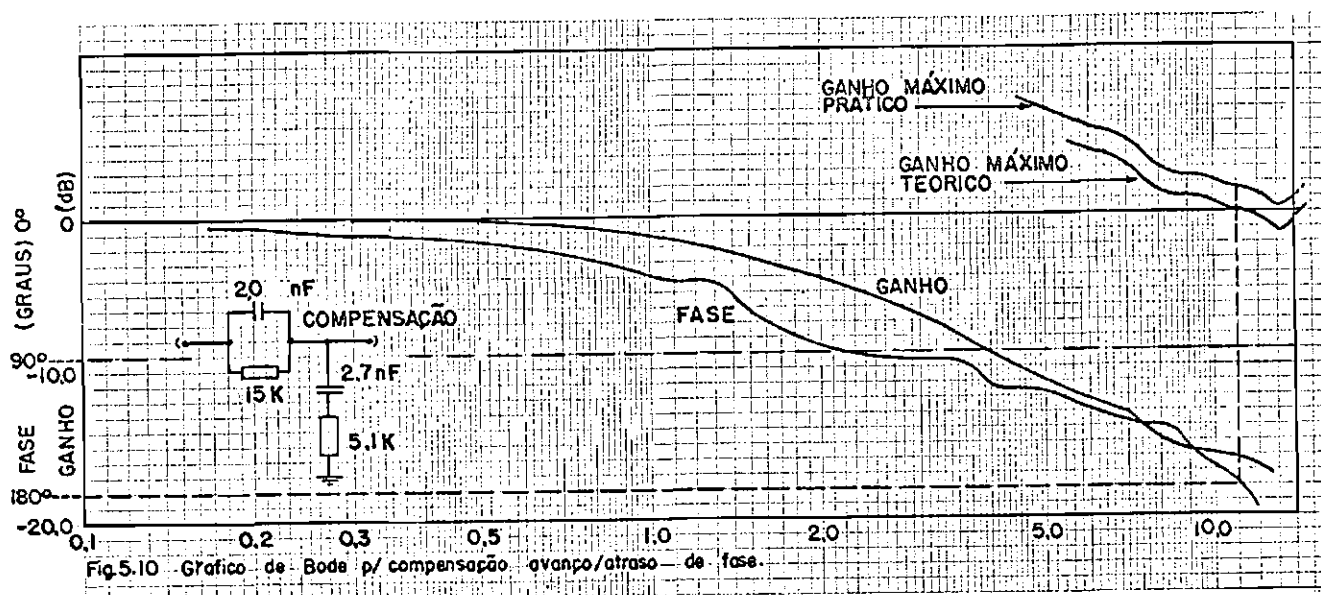


Fig.5.10 Gráfico de Bode p/ compensação avanço/atraso de fase.

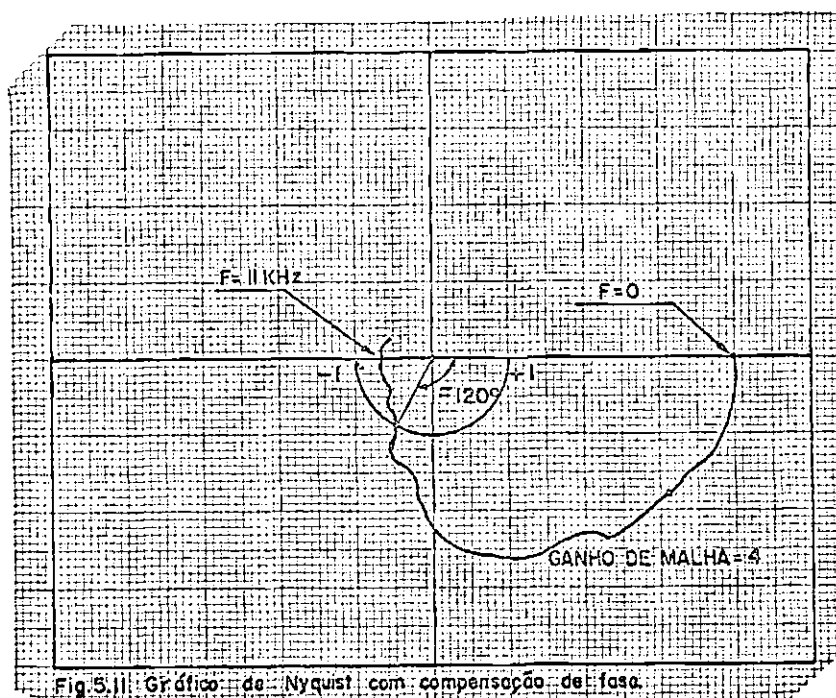
Podemos notar pelo último gráfico que houve um ligeiro avanço de fase (da ordem de 5°) em relação ao caso sem compensação. Por outro lado, quando a defasagem é igual a 180° (f. 5.10) notamos que agora a curva de ganho unitário sofreu maior atenuação, da ordem de 1 dB, em relação ao caso anterior (s/compensação).

Porém o ganho máximo realizável é agora da ordem do ganho teórico máximo, porém, 1,5 dB acima. Segundo as medidas realizadas, o ganho máximo de malha é de $20 \log(8.0) \approx 18,0$ dB. Portanto, a favor da segurança de vemos encarar aqui o ganho máximo como sendo o teórico, ou seja, 16 dB (ou 6,31). Continua porém válida a observação de que ao se ajustar para máximo ganho a malha, estamos alterando algumas constantes de tempo.

Para podermos fazer uma comparação em termos de Nyquist, vamos traçar o gráfico respectivo a seguir (fig.5.11) para ganho de malha igual a 4,0.

Comparando os dois gráfico de Nyquist, nota-se que para o mesmo ganho de malha igual a 4,0 temos no último uma margem de fase (70°) maior

do que no caso sem compensação (55°)

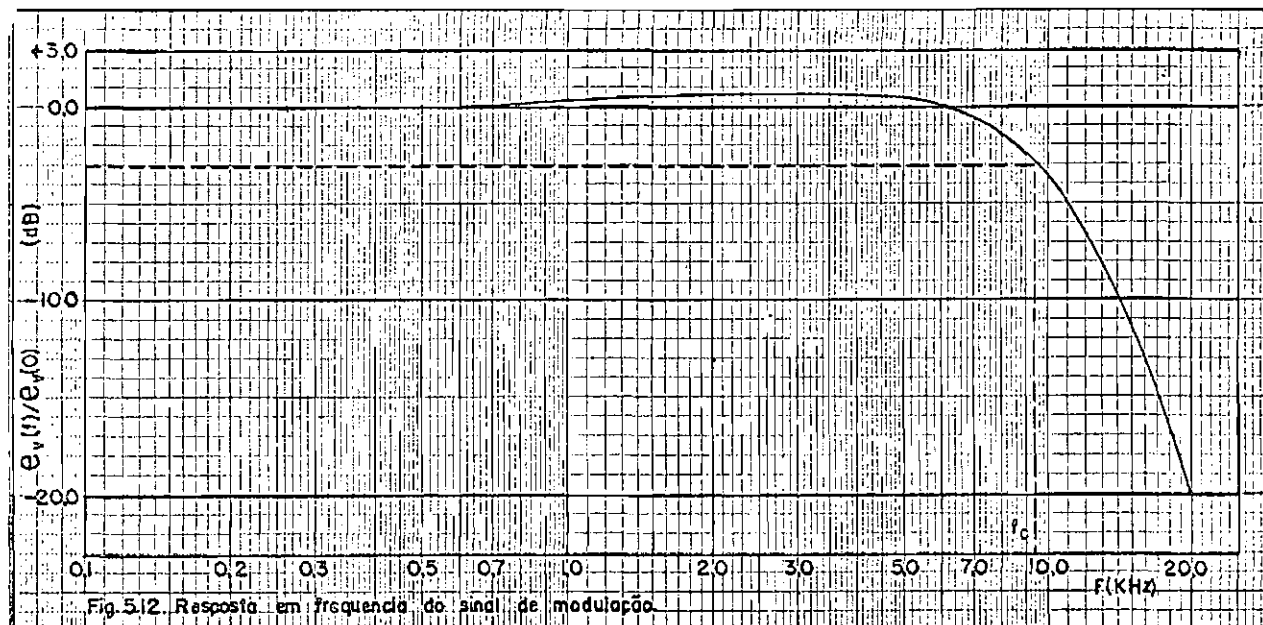


Finalmente levantamos um gráfico, em malha fechada, que pode ser interpretado como sendo a faixa de passagem do sistema, ou seja, para um sinal senoidal de amplitude constante (025V) na entrada, tomamos, para um número suficiente de pontos, os níveis de sinal (PAP) na entrada do VCO (saída do filtro OP1) e obtivemos a Tabela (5.8) seguinte:

TABELA 5.8

Frequência (KHz)	Entrada VCO (Volts PAP)	Frequência (KHz)	Entrada VCO (Volts PAP)
0,1	4,0	6,0	4,0
0,3	4,0	7,0	3,7
0,5	4,0	8,0	3,4
0,7	4,0	9,0	3,0
0,9	4,0	9,5	2,8
1,1	4,1	10,0	2,6
1,3	4,2	11,0	2,3
1,5	4,3	12,0	1,9
2,0	4,3	13,0	1,5
2,5	4,4	14,0	1,2
3,0	4,4	15,0	1,1
3,5	4,3	16,0	0,9
4,0	4,3	17,0	0,7
4,5	4,2	18,0	0,6
5,0	4,2	19,0	0,5
		20,0	0,4

Traçamos, então, o gráfico que nos dá a resposta em frequência da modulação do VCO (fig.5.12). Observamos durante a obtenção desses últimos dados que a distorção do sinal modulador atinge um máximo em torno de 10 KHz, ou seja, essa frequência é aproximadamente aquela em que se verifica a defasagem de 180° entre os dois sinais comparados pelo OPDIF. Essa curva de resposta mostrou uma frequência de corte de 9,5 KHz.



É interessante notar que essa frequência de corte está bem a cima daquela durante o projeto do DSVC0. Certamente, para diminuirmos essa frequência de corte deveríamos ter uma maior atenuação do filtro de compensação de entrada, o que implicaria também numa menor distorção do sinal modulador dentro da faixa de passagem. Essas medidas foram feitas com um ganho de malha de aproximadamente 3,7 ou seja, 6,7 dB abaixo do máximo ganho de malha não oscilante.

5.2. Limites práticos de estabilidade. Distorção e deriva

Segundo assinalamos na fig.6.2 do capítulo 6, objetivamos, em princípio, realizar um sistema que tivesse uma margem de ganho ≥ 3 dB, se possível de 6 dB e com uma margem de fase ≥ 30 graus.

Com os resultados vistos no item 5.1 sabemos que, sem compensação, temos um ganho máximo de malha igual a 4,26, e com compensação, igual a 8,0. E ainda, se adotarmos um ganho de malha igual a 4,0, temos uma margem de fase de 70° e 55° com e sem compensação respectivamente. Por outro lado concluímos pelo gráfico de Bode que é mais prudente considerarmos igual a 6,31 o máximo ganho (gráfico) de malha não oscilante, com compensação. Então,

se quisermos uma margem de ganho ≥ 3 dB deveremos ajustar o ganho de malha para um valor ≤ 4.46 , em particular, para uma margem de 6 dB o ganho de malha seria igual a 2,24.

Mas, se pensarmos em margem de ganho em termos de distância do ponto -1 do gráfico de Nyquist (vd.fig.6.2) em relação à curva característica, de tal forma que ela seja ≥ 3 dB, e se observarmos a fig.5.11, vemos que, com boa aproximação essa última condição é satisfeita considerando-se somente a margem de ganho quando a fase é de 180° . Se esse caso se dá, não existem motivos, normalmente adotados na prática, para que fixemos a margem de ganho em 6 dB, podemos fixá-la em 3 dB, ou seja, podemos e devemos adotar o ganho de malha igual 4,46 (≈ 13 dB).

Uma vez adotada essa margem de ganho, resta-nos fixar um ganho adequado para o OP1 e OP2 para que essa condição seja satisfeita.

Para tanto, sabemos que $K_- \approx 1$ e que tipicamente temos os seguintes níveis (P.A.P.) de sinais: entrada do VCO ou saída do OP1 = 4,0V; saída do discriminador ou entrada do OP2 = 30 mV (logo $K_f \cdot K_d \approx 0,03/4,0$). Devemos, então, achar um nível e_x de sinal na saída do OP2 de tal forma que a seguinte relação seja verificada:

$$\left(\frac{4}{4 - e_x}\right) \cdot \left(\frac{0,03}{4,0}\right) \cdot \left(\frac{e_x}{0,03}\right) = 4,46$$

sendo

$$K_1 = \frac{4,0}{4,0 - e_x}$$

o ganho do OP1 e

$$K_2 = \frac{e_x}{0,03}$$

o ganho do OP2. Portanto devemos ter $e_x = 3,27$ Volts (PAP), o que equivale a fazer $K_1 = 5,48$ e $K_2 = 109$.

Para ilustrarmos o que acabamos de calcular observemos a figura (5.13) seguinte:

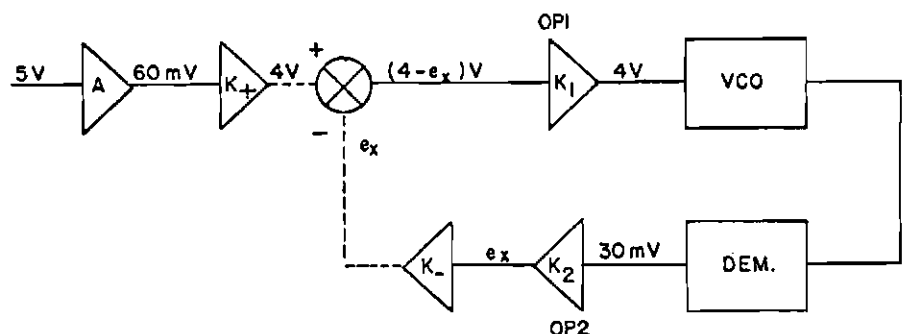


Fig.5.13 Esquema típico para o cálculo de K_1, K_2 .

Finalmente, adotado o ganho de malha igual a 4,46 e se considerarmos a existência de distorção e deriva restritas somente ao VCO, então ela ficará reduzida a 18,3% (aproximadamente) do valor que existiria em malha aberta ($18,3\% \approx [1/(1 + 4,46)] \cdot 100$). Então, se temos um desvio máximo de frequência do VCO igual a 150 Hz em malha aberta, pela hipótese feita acima, esse desvio ficaria reduzido a 27,4 Hz em malha fechada. Essa verificação não foi feita devido a deriva térmica DC do sistema em malha fechada que dificulta a precisão das medidas.

5.3. Estimativa da potência de consumo. Componentes. Montagem

Vamos calcular o nível médio de consumo do DSVCO quando temos o nível de entrada (do estágio A) igual a 2,5V.

Estágio A	$\approx$	2,3 mA
OPDIF	$\approx$	6,0 mA
OP1 + OP2	$\approx$	8,6 mA
VCO	$\approx$	6,0 mA
Demodulador	$\approx$	9,0 mA
Estágio de Saída	$\approx$	1,1 mA
Fontes	$\approx$	15,0 mA

Portanto temos um consumo total, médio, igual a 63 mA. Esta é uma estimativa aproximada que equivale a 758 mW de potência. Durante o desenvolvimento desse projeto, tivemos como preocupação constante utilizar o menor consumo possível de potência.

A montagem experimental, feita com o circuito projetado, apenas procurou se aproximar de uma montagem adequada para fins de telemetria de bordo. O tempo disponível impediu que se fizesse uma escolha muito cuidadosa de componentes, em especial na seleção de potenciômetros, pois os menores disponíveis (e mais leves) são do tipo "trim-pot" e que têm um acabamento muito abaixo do padrão requerido em TLM de bordo. Os resistores (de carbono) e capacitores quase todos nacionais, não foram selecionados quanto ao comportamento em temperatura.

O único cuidado prático tomado em cada nova montagem feita, foi miniaturizá-la sempre que possível e também prevendo uma possível montagem em circuito impresso, com uma disposição na qual a parte linear estivesse separada da parte digital do circuito.

Resta-nos ter uma idéia prática sobre a distorção do sistema. Suporemos a segunda harmônica da modulação como sendo a componente dominante da distorção. Se considerarmos, que, para modulação máxima, sem distorção, a frequência modulada, média, é f_0 (70 KHz), então, se tivermos uma distorção de segunda harmônica, esta frequência média não será f_0 , mas sim, $f_0 + \Delta f$ (onde Δf será a amplitude da segunda harmônica).

Portanto, podemos associar uma medida de distorção relativa como sendo dada por: $(\Delta f / \Delta f_{\max}) \times 100$, onde $\Delta f_{\max} = 5,25$ KHz, será a excursão de frequência para máxima modulação. Experimentalmente, colocamos um frequencímetro acoplado ao VCO. Verificou-se que a diferença entre as frequências medidas quando temos um sinal de 2,5 Volts D.C., na entrada do sistema, em relação àquela frequência medida quando temos um sinal senoidal máximo (0 a 5 Volts P.A.P./500 Hz) foi menor e mais estável em malha fechada do que a diferença em malha aberta, i.é., a primeira da ordem de 150 Hz, e a segunda, da ordem de 200 Hz que corresponderão a distorções relativas de 2,86 % e 3,86 % respectivamente.

CAPÍTULO VI

ANÁLISE TEÓRICA DO SISTEMA

Na análise teórica do sistema daremos ênfase ao estudo da estabilidade, redução na distorção e deriva do circuito.

6.1. Funções de transferência

Considerando primeiramente a parte digital do circuito, observemos a F.T. do VCO. Sendo f a frequência instantânea de oscilação e V_b o valor do sinal modulador, então (pela eq.3.9):

$$f = - \frac{1}{R_b C_c} \cdot \ln \left[\frac{(V_d + V_c - V_b)}{(V_d + V_s + V_{ces} - V_{cc} - V_b)} \right] \quad (6.1)$$

Esta função aproximada é não linear. Por outro lado, teoricamente, o contador de pulsos é um estágio linear. Com os resultados obtidos com as curvas de calibração do VCO e do demodulador/OP2 é razoável supormos, para baixas frequências, suas funções de transferência representadas respectivamente pelos termos constantes K_f e $K_d K_2$. Na realidade, para as frequências mais altas, dentro da faixa especificada "a priori" para o sistema (2 KHz), esses termos deixam de ser constantes e o atraso de fase se torna significativo. Reforçando essa última consideração, lembramos que foram adicionados filtros de rejeição de portadora na entrada do VCO.

Para cada estágio linear podemos calcular a F.T. a partir dos modelos gerais de circuito vistos para os amplificadores operacionais diferenciais e inversores (cap.3/ítem 3.3) com exceção feita ao CI MOS/FET transformador de impedância de entrada.

Porém, não temos dados suficientes para essa análise no que diz respeito ao CI do amplificador diferencial. Além do mais, para uma análise linear completa deveríamos incluir todos os filtros e a compensação nas F.T. (vd. ítem 3.2/cap.3).

Desejamos concluir dizendo que não é prático fazermos uma análise teórica dessa natureza, a não ser após uma série de simplificações, se justificadas. Portanto, nossas conclusões terão um caráter eminentemente prático.

6.2. Considerações sobre Distorção, Ruído e Deriva

O presente trabalho não teve como objetivo a estabilização em temperatura do DSVCO na faixa normalmente especificada para equipamentos de telemetria, ou seja, tipicamente entre $+ 10^{\circ}$ e $+ 60^{\circ}\text{C}$; simplesmente, o tempo disponível para esse fim foi excasso, pois uma análise mais rigorosa desse problema seria extensa. Porém, ao projetarmos o circuito, na parte pulsada fizemos todos os elementos ativos trabalharem entre corte e saturação; na parte linear procuramos utilizar a maior excursão de sinal possível, além das realimentações negativas, em especial no primeiro estágio (MOS/FET), o amplificador A. Uma propriedade intrínseca ao DSVCO é que todos os elementos contidos na malha de realimentação são estabilizados tanto em temperatura como em distorção na razão direta do ganho total de malha.

Suporemos o VCO como sendo o elemento do sistema que tem a maior distorção e deriva de sinal. É razoável supor isso uma vez que o demodulador contador de pulsos é um elemento com boa linearidade, como aliás foi verificado experimentalmente (vd. cap.5); suporemos também os amplificadores com boa linearidade, notando-se que o OPDIF terá um baixo sinal de saída em malha fechada. Por outro lado o FET opera sensivelmente abaixo da sua excursão máxima de sinal, portanto será também considerado um elemento linear.

Portanto suporemos a FM de saída do VCO (astável) como sendo a superposição, ou soma, de um sinal FM que varia linearmente com o sinal de modulação mais uma fonte espúria (não linear) de sinal FM, função também da modulação de entrada do VCO. Essa parte não linear pode ser, por exemplo, a medida do afastamento em frequência do sinal de saída em relação à curva desejada de calibração e para um mesmo nível de sinal modulador (saída do OP1). Esse modelo está esquematizado a seguir na fig.6.1.

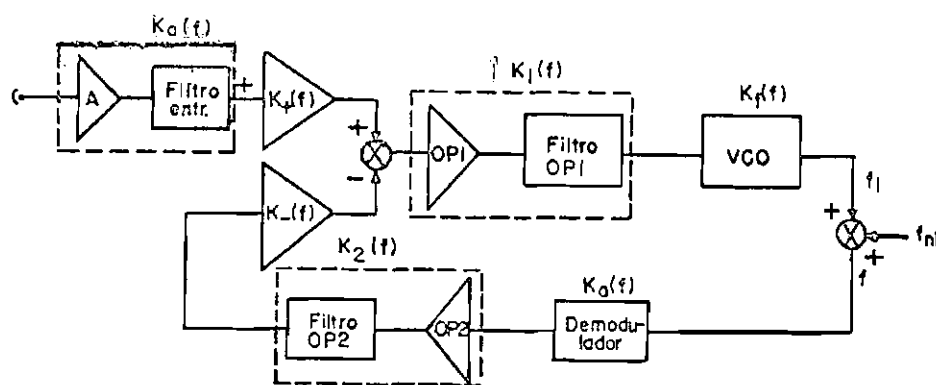


Fig.6.1. Modêlo para estimativa da redução de distorção.

Então, suporemos desprezível ou simplesmente ignoraremos por ora a distorção devida aos outros estágios da malha de realimentação. Dessa forma definimos (fig.6.1):

- f_1 - componente de realimentação FM
- f_{nl} - componente não linear FM da entrada virtual
- f - frequência FM, real, do sinal modulador.

sendo

$$f = f_1 + f_{nl}$$

A última igualdade corresponderia a considerarmos o VCO como um estágio linear ideal sendo a componente f_{nl} considerada como modulação es p ú r i a. Então, calculando-se a relação f/f_{nl} da malha fechada temos a seguin te expressão analítica:

$$\frac{f}{f_{nl}} = \frac{1}{1 + K_d K_2 K_{-1} K_f}$$

Uma conclusão imediata é que quanto maior tivermos os têr m os $K_d K_2 K_{-1} K_f$ maior será a redução de distorção.

Não demos atenção ao ruído térmico, porém, quando necessita-se de uma rejeição da portadora, ela passa a ser encarada como sendo um ruí d o, ou melhor, ruído de modulação. Esse problema surgiu na saída do OP1 e do OP2, e foi superado colocando-se dois filtros RC (3 seções) em ca da uma das duas saídas (vd. cap.5, ítem 5.1).

6.3. Critério para o estudo da estabilidade

O estudo da estabilidade do sistema foi feito baseando-nos na observação dos gráficos de Bode e Nyquist.

Para ilustrarmos o critério a ser adotado, observemos a fig. 6.2.

Procuramos obter do sistema o máximo ganho de malha de tal forma que a margem de fase seja aproximadamente 30° e a margem de ganho ≥ 3 dB, se possível, 6 dB.

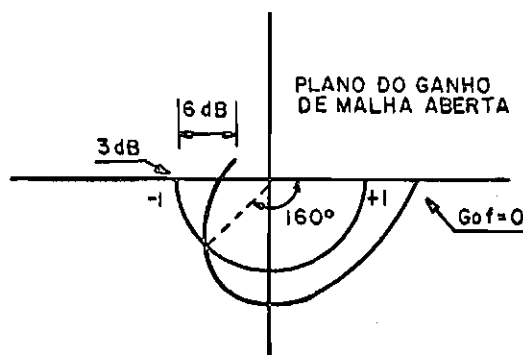


FIG.6.2 Diagrama de Nyquist típico

Sõ lançamos mão da compensação após termos procurado um melhor desempenho do circuito sem êsse recurso, após o que optamos pela compensação de avanço/atraso (lead/lag) a partir de uma tentativa de seu emprego sômente com avanço de fase (lead compensation).

Portanto, consideremos, primeiro, alguns aspectos da compensação de avanço de fase a fig.(6.3) seguinte [15]:

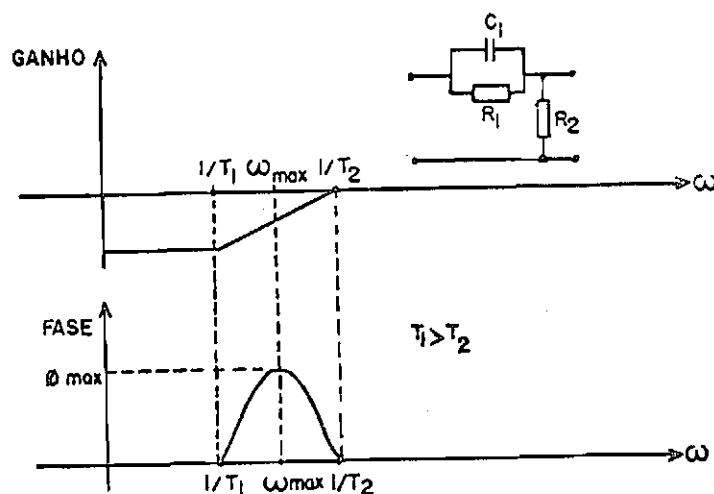


Fig.6.3- Gráficos típicos. Compensação de avanço de fase.

Sabemos que o máximo avanço de fase ($\phi_{\max}$) é obtido quando a frequência do sinal na entrada do circuito de compensação é:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{T_1 T_2}}$$

sendo que,

$$T_1 = R_1 C_1$$

e

$$T_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_1$$

Por outro lado para fins de projeto, temos a seguinte tabela:

TABELA 6.1 [15]

T_1/T_2	$\phi_{\max}$ (graus)
1	0
2	+19,4
4	+36,9
8	+49,8
10	+55,0

A relação $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ nos dá o valor da atenuação do sinal em D.C.

No projeto da compensação, adotamos um valor para a última relação da atenuação e fazemos $f_{\max}$ igual a frequência onde a defasagem de malha aberta é igual a 180° . Ao se adotar um valor para a relação $T_1/T_2 = R_2/(R_1 + R_2)$ está se adotando um certo avanço de fase (tab.6.1).

A partir daí calculamos a compensação avanço/atraso (lead/lag compensation) de fase que tem as seguintes características típicas de ganho (fig.6.4).

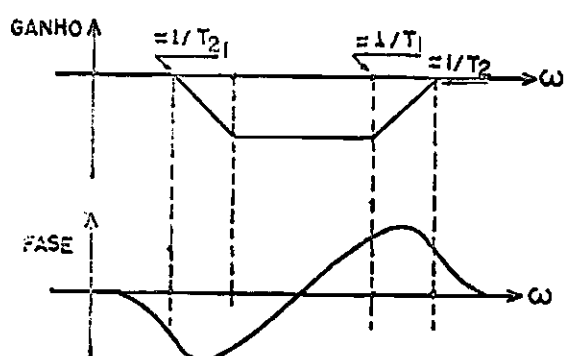
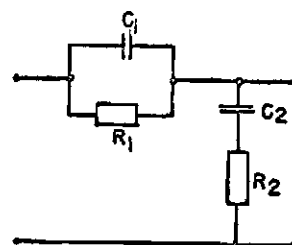


Fig.6.4. Compensação do atraso e avanço de fase típica.



Temos agora uma nova constante de Tempo:

$$T_{21} = (R_1 + R_2) C_2$$

que consideraremos dentro do possível com um valor que dê um polo o mais a fastado possível da faixa nominal do DSVCO e por outro lado abaixo do valor $1/w_{\max}$ calculado logo atrás, também dentro do possível. Quanto mais distante tivermos êsses dois últimos valores mais aproximadamente será verificada a característica da fig.6.4.

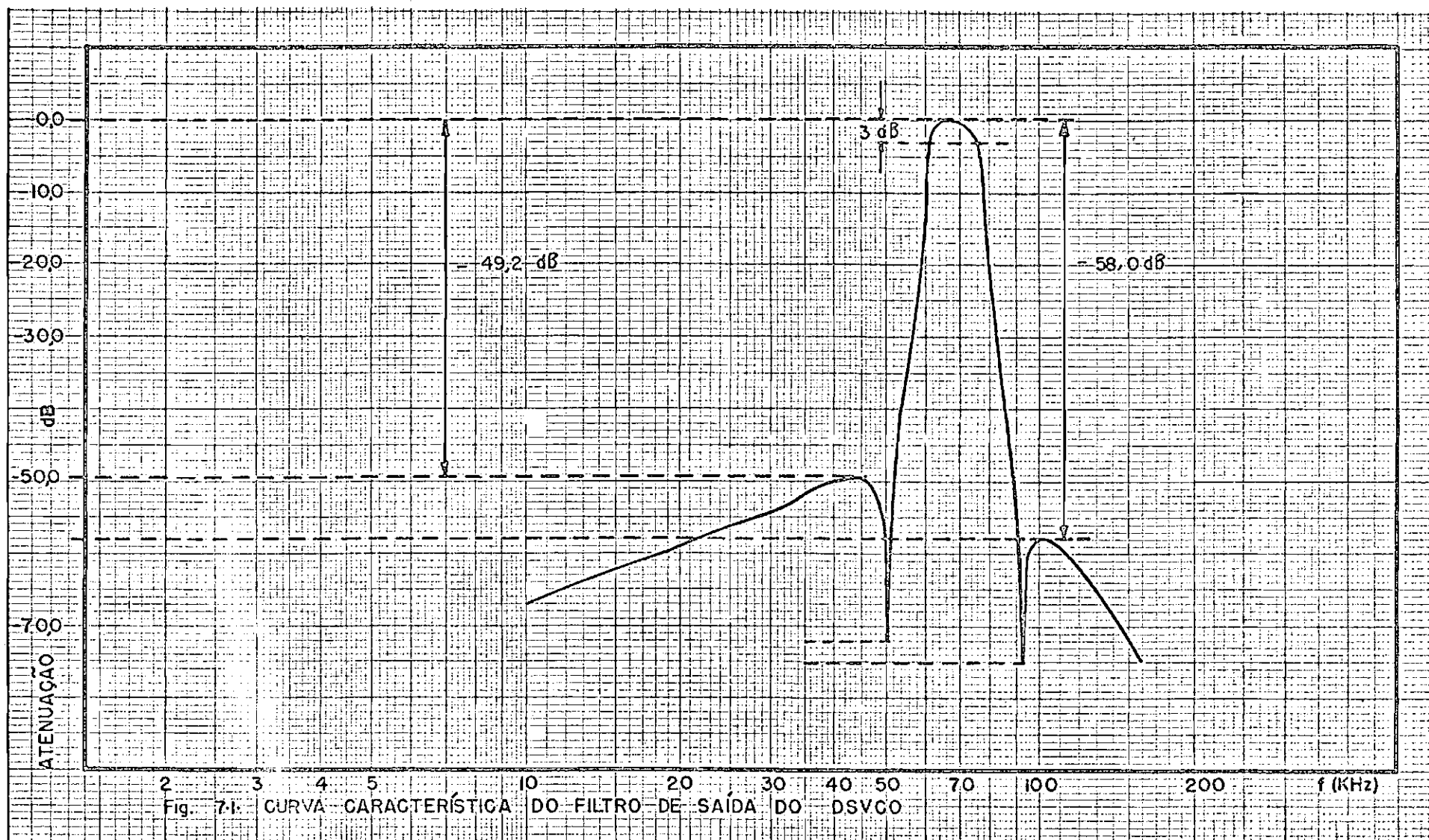
CAPÍTULO VII
ESQUEMA COMPLETO DO CIRCUITO - OBSERVAÇÕES

A seguir, apresentamos na fig.7.2 o esquema completo do circuito realizado neste projeto, com exceção feita ao filtro de saída do DSVCO.

Esse circuito não está compensado termicamente, nem mesmo à temperatura ambiente. Vale ressaltar que a maior fonte de deriva é o estágio relativo ao OP2. Explica-se de certa forma esse comportamento pois o estágio OP2 é o que perfaz a maior amplificação em relação aos demais estágios amplificadores do circuito. Porém, como o seu potenciômetro de ajuste de ganho (2 ML) tem valor muito alto e baixa qualidade (também para o de ajuste DC), é razoável atribuir a deriva verificada a esse(s) componente(s). Nos demais estágios essa qualidade de componente foi empregada (na falta de outro melhor e compacto), fazendo-se sentir a sua imprecisão. É bom lembrarmos que o CI empregado para OPDIF não tem compensação térmica intrínseca. Na parte digital todos os componentes ativos operam entre o corte e a saturação, de forma que seus efeitos na deriva do sistema se devem praticamente às variações dos parâmetros desses componentes quando operam nos dois estados citados.

Sempre que possível procuramos restringir a estabilidade térmica do sistema aquela dos seus componentes não ativos (resistores e capacitores). Com exceção feita ao filtro de saída, evitamos a utilização de indutores.

Finalmente, na fig.7.1, a seguir, apresentamos a curva característica do filtro de saída do DSVCO, tendo suas impedâncias do gerador na entrada e na carga ajustadas, aproximadamente, segundo as especificações de projeto.



AGRADECIMENTOS

A realização dêsse modesto trabalho se tornou possível graças ao incentivo que recebi de meus mestres e colegas.

Desejo agradecer ao Prof.Dr.Yaro Burian Jr.pela sua orientação nêsse projeto e revisão do texto apresentado. Ao Dr.Fernando de Mendonça agradeço o apôio que tornou possível a realização prática dêsse trabalho nas instalações da CNAE; ao Prof.Dr.Plinio Tissi as sugestões e colaborações as sociadas ao desenvolvimento dêsse projeto; ao Dr.B.R.Clemesha pelas suas su gestões e revisão do original dêsse texto. Aos técnicos William L.Ribeiro e Lelio R.de Sá do Laboratório da CNAE, e ãqueles que me auxiliaram na elaboraação dessa publicação, o meu sincero agradecimento.

REFERÊNCIAS

- [1] Elliot L.Gruenberg - Handbook of Telemetry and Remote Control, Mc-Graw Hill, 1967.
- [2] F.E.Terman - Electronic and Radio Engineering, Mc-Graw, 1955.
- [3] IRIG Telemetry Standards/Documento 106-66 (Revised March 1966), Secretariat Range Commanders Council, White Sands, N.Mexico, 88002, U.S.A.
- [4] M.C.Scroggies - Low Distortion FM Discriminator, Wireless World, April 1956.
- [5] F.E.Terman - Radio Engineers' Handbook, Mc-Graw, 1943.
- [6] Millman & Taub - Pulse, Digital and Switching Waveforms, Mc-Graw, 1965.
- [7] Transistor Manual - General Electric Co., 1964.
- [8] Landee, Davis and Albrecht - Electronic Designers' Handbook, Mc-Graw, 1957.
- [9] Communications Designer's Digest - Vol.3, nº1, pg.34, Jan.1969.
- [10] Slurzberg and Osterheld - Essentials of Radio Electronics, Mc-Graw, 1961
- [11] Robert H.Okada, - Stable transistor Wide-band D.C.Amplifiers, AIEE Transactions, March 1960.
- [12] RCA Linear Integrated Circuits - RCA 1967.
- [13] J.Oosterling - Investigando a aplicação de um circuito integrado como amplificador C.A. para uso geral, Rev.Electron nº33, Maio/Junho, 1969.
- [14] Communications Designer's Digest - Vol.3, nº 3, pg.34, Março 1969.
- [15] Stanley M.Shinners - Control System Design, J.Willey & Sons, 1964.
- [16] P.Tissi - Programa FORTRAN AFIT/IV, Lab.Proc.de Dados do ITA/CTA, 1969.
- [17] G.Thaler e R.Brown - Analysis and Design of Feedback Control Systems, Mc-Graw, 1960.
- [18] Handbook of Operational Amplifier Applications - Burr Brown Res.Co.; First Edition, 1963; Sixth Printing.

APÊNDICE A

Apresentamos a seguir um método de cálculo para os filtros RC até então utilizados, como alternativa na realização dos mesmos.

Basicamente, tomamos a equação 3.26, apresentada no capítulo 3 e nela impomos as seguintes condições:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = R_3 = R_4 = R & e \\ C_1 &= C_2 = C_3 = C & \text{portanto, temos:} \\ T_1 &= T_2 = T_3 = T & \text{onde} \\ T &= RC & \text{assim como } G_0 = 1/4 \end{aligned}$$

Com essas hipóteses feitas, a mesma equação (3.26) fica reduzida à seguinte forma:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{T^3 S^3 + 6T^2 S^2 + 10TS + 4} \quad (A.1)$$

Fazendo-se $S = j\omega$, obtemos:

$$\frac{V_s}{V_e}(j\omega) = \frac{1}{(4 - 6\omega^2 T^2) + j\omega T (10 - \omega^2 T^2)} \quad (A.2)$$

Vamos normalizar essa última equação, primeiro, considerando ωT como sendo a variável independente dessa função, em segundo lugar, transformando-se a expressão para que tenha ganho D.C. unitário, ou seja, basta que multipliquemos a mesma equação por 4. Assim sendo, se associarmos a $V_s(0)$ o nível de sinal DC de $V_s(j\omega)$, então a equação (A.2) será dada por:

$$\frac{V_s(j\omega T)}{V_s(0)} = \frac{4}{(4 - 6\omega^2 T^2) + j\omega T (10 - \omega^2 T^2)} \quad (A.3)$$

A partir dessa última equação, traçou-se as curvas de ganho e fase que se encontram na figura (A.1).

Portanto, se associarmos ao elemento resistivo (R), na entrada do filtro, a resistência equivalente do gerador de entrada (como fração ou inteiro de R), e ao elemento resistivo (R) de saída, a resistência de entrada do estágio acoplado à saída do filtro (como fração ou inteiro de R), e, se adotarmos um valor para R compatível com a polarização exigida a êsses dois estágios acoplados ao filtro, fixamos a faixa passa-baixa do filtro para uma frequência de corte f_c (3dB) se fizermos:

$$\omega T \approx 0,54 = 2\pi \cdot f_c \cdot RC \quad (A.4)$$

Dessa última equação tiramos o valor de capacitor que definirã então o filtro desejado nas condições feitas anteriormente, i.ê., para o valor:

$$C = \frac{0,54}{2\pi \cdot f_c \cdot R} \quad (A.5)$$

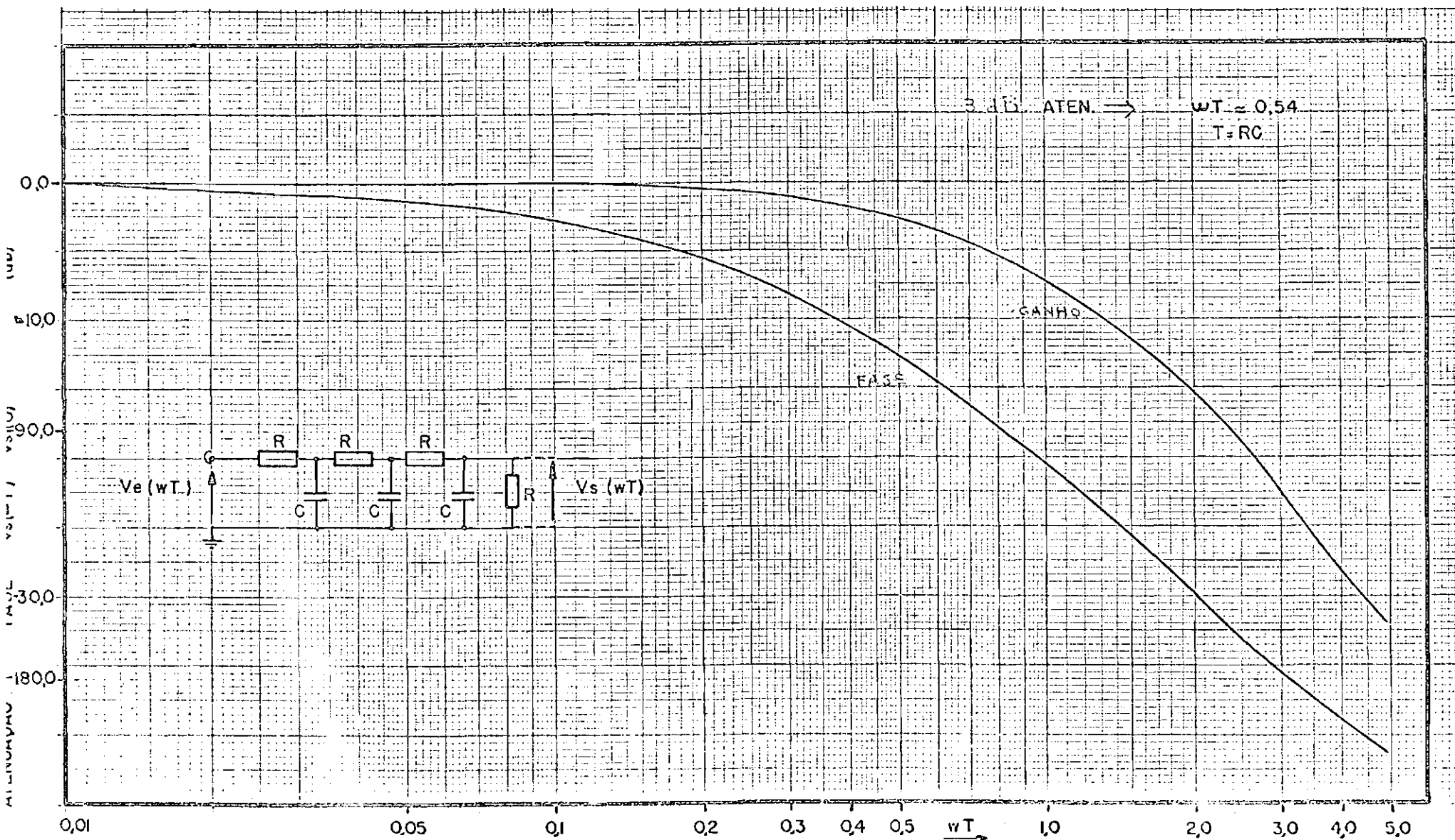


FIG. A1 - CURVAS DE GANHO E FASE NORMALIZADAS PARA O FILTRO RC.