

ELNATAN CHAGAS FERREIRA *m.f.*
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA - UNICAMP, 1984

PROJETO DE UM DEMODULADOR SÍNCRONO
DE FREQUÊNCIA UTILIZANDO O FENÔMENO
"INJECTION - LOCKING"

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Elnatan Chagas Ferrei-
ra aprovada pela Comissão
Julgadora em 07 02 / 91.

Orientador

Dissertação Apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica da UNICAMP como Requisito Parcial para
Obtenção do Título de "Doutor em Engenharia
Elétrica".

8c/9102551
ORIENTADOR: PROF.DR.ALBERTO MARTINS JORGE *m.f.*

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E MICROELETRÔNICA
LABORATÓRIO DE ELETRÔNICA E DISPOSITIVOS.

AGRADECIMENTOS

AGRADEÇO:

- Ao apoio técnico do CTI e da SID Microeletrônica na realização do nosso circuito integrado através do 1^o Projeto Multiusuário Bipolar.
- Ao Professor Martins pela orientação e imprescindível apoio.
- A todos Professores e Pesquisadores do LED pelo constante incentivo.
- Ao Dilvan, Daniel e Marcos Vieira pelo apoio Computacional.
- À Irene e Marta pela infinita paciência, perfeito e incansável trabalho datilográfico.
- À Marcia pela aplicada execução dos desenhos.
- E a todos que dedicaram atenção a este trabalho e que involuntariamente foram omitidos.

Este trabalho foi realizado com o apoio técnico e financeiro das seguintes entidades:

Financiadora de Estudos e Projetos-FINEP
Secretaria Especial de Informática - SEI
Centro Tecnológico para Informática - CTI
SID Microeletrônica.

DEDICO ESTE TRABALHO À MINHA
ESPOSA, REGINA E AS MINHAS
FILHAS, TAIS E TICIANE.

ÍNDICE

	Pag.
i) Sumário	7
ii) Abstract	8
iii) Lista dos principais símbolos	9
I. TÉCNICAS DE DEMODULAÇÃO DE SINAIS MODULADOS EM FREQUÊNCIA	
I.1. Introdução	10
I.2. Sinais modulados em frequência	10
I.3. Transmissão de sinais FM através de malhas não lineares	12
I.4. Transmissão de sinais FM/AM através de filtros lineares – aproximação quase estática	13
I.5. Técnica de demodulação	15
I.5.1. Técnicas de detecção de envoltória	17
I.5.2. Técnicas de diferenciação	21
II. "INJECTION LOCKING" EM OSCILADORES	
II.1. Introdução	32
II.2. Osciladores	32
II.2.1. Estabilidade	34
II.2.2. Ruído de fase e amplitude	36
II.3. Análise quase-estática do ILO	37
II.3.1. Injeção de pequenos sinais	37
II.4. Análise dinâmica do ILO	40
II.4.1. Equações dinâmicas	40
II.4.2. Estabilidade	43
II.4.3. Ruído no oscilador sincronizado	46
II.4.4. Resposta do ILO a sinais FM.	56
II.5. Simulação de um ILO com não linearidade do tipo tangente hiperbólica	58
III. PROJETO DO DEMODULADOR DE FREQUÊNCIA	
III.1. Introdução	66

III.2. Descrição da técnica	66
III.2.1. Análise de pequenos sinais	67
III.2.1.1. Características de conversão	67
III.2.1.2. Desempenho razão sinal/ruído	70
III.2.2. Análise de grandes sinais	76
III.2.2.1. Característica de conversão	76
III.2.2.2. Desempenho razão sinal/ruído	78
III.3. Projeto do demodulador	78
III.3.1. Tecnologia, especificações e características do circuito	78
III.3.2. Descrição dos circuitos	82
III.3.2.1. Regulador e referência de corrente	84
III.3.2.2. Oscilador sincronizado	85
III.3.2.3. Amplificador de entrada	89
III.3.2.4. Filtro passa tudo	93
III.3.2.5. Modulador balanceado	95
 IV. RESULTADOS E CONCLUSÕES	
 IV.1. Construção do demodulador	97
IV.2. Características estáticas	98
IV.2.1. Frequência e amplitude de livre oscilação	98
IV.2.2. Consumo de corrente	100
IV.2.3. Sensibilidade	101
IV.2.4. Característica de conversão	103
IV.2.5. Distorção harmônica total	105
IV.3. Características dinâmicas	108
IV.3.1. Rejeição AM	108
IV.3.2. Razão sinal/ruído	109
IV.4. Comparação com um demodulador integrado comercial	111
IV.5. Conclusões finais e perspectivas futuras	115
 APÊNDICE I	116
 APÊNDICE II	120
 BIBLIOGRAFIA	125

SUMÁRIO

Este trabalho propõe uma nova técnica de demodulação de frequência utilizando o fenômeno "injection locking", para aplicação em sistemas FI/FM "broadcast" comerciais.

É bem conhecido que, o sinal gerado por um sistema não linear oscilante pode ser sincronizado com um sinal externo, quando condições apropriadas de amplitude e frequência estão presentes. Este "locking" é conhecido como "Injection locking" ou "Injection synchronization".

"Injection locking" tem sido estudado desde o trabalho pioneiro feito por Van der Pol na década de 20. Apesar disso a aplicação deste princípio tem sido limitada aos sistemas de microonda, para desempenhar funções tais como; amplificação, limitação e detecção de sinais FM ou PM.

Nós acreditamos que este trabalho apresenta a primeira proposta em utilizar o fenômeno "Injection locking" fora da área de microonda.

No capítulo I nós apresentamos, de forma sucinta, as principais técnicas de demodulação de frequência.

No capítulo II nós fazemos um estudo mais aprofundado numa linguagem familiar aos engenheiros elétricos, do fenômeno "injection locking" em osciladores; neste capítulo são deduzidas expressões que fornecem, em conjunto, com os resultados simulados, condições suficientes para a compreensão e projeto do demodulador proposto.

No capítulo III e IV são realizadas análises do desempenho do demodulador e projeto do circuito integrado para sua implementação, bem como os principais resultados deste trabalho.

A principal conclusão deste trabalho é que a técnica proposta permite atingir alto desempenho no que diz respeito às principais características da demodulação FM: Distorção, rejeição AM e razão sinal/ruído.

ABSTRACT

This work proposes a new frequency demodulation technique using the principle of injection locking oscillation, with applications to Broadcast FM and TV signals.

It is well known that the signal generated by a nonlinear oscillating system can be synchronized to an external source when appropriated frequency and power conditions are present. This "Locking" is known as "injection locking" or "injection synchronization".

Injection locking has been studied since the pioneering work done by Van der Pol in the twenties. In spite of that, the application of the principle has been limited to microwave systems, to perform tasks like amplifying, limiting and detecting FM or PM signals.

We believe that ours is the first proposition using the principle of "injection locking" outside the microwave field.

In chapter I the usual techniques for frequency demodulation are briefly reviewed and some relations useful for the evaluation of the circuit are emphasized.

In chapter II a detailed presentation of this application is developed, using the usual tools of electrical engineering circuit design; some relations are deduced, which provide, with the results of simulation, conditions for reliable designs.

The analysis of the performance for the proposed demodulator, as well as the I.C. design and evaluation (experimental results) are presented in chapters III and IV, respectively.

The main conclusion is that this technique reveals very good performance with regard to the principal characteristic in FM systems: low distortion, good AM rejection and high signal/noise ratio.

LISTA DOS PRINCIPAIS SÍMBOLOS

ω_o	= Frequência de livre oscilação.
$N(V)$	= Característica do elemento não linear.
Q	= Fator de qualidade equivalente do filtro.
ω_i	= Frequência do sinal de sincronismo.
$V_o(t), \theta_o(t)$	= Amplitude e fase da saída do oscilador.
$\eta(V)$	= Função descrevente do elemento não linear.
$\Delta\omega$	= Desvio máximo de frequência do sinal FM.
$f(t)$	= Sinal de informação.
β	= Índice de modulação.
D	= Razão de desvio.
ρ	= Amplitude normalizada do sinal de sincronismo.
δ	= Frequência "Off-set" normalizada.
ω_{LP}	= Largura da banda de um filtro passa baixa.
$\psi(t)$	= Fase instantânea do sinal FM.
t_o	= Tempo de atraso do filtro.
ω_M	= Máxima frequência do sinal de informação.
H_o	= Ganho/atenuação DC de um filtro passa-banda.
V_i	= Amplitude do sinal FM.
V_L	= Amplitude do sinal de sincronismo.
V_{oo}	= Amplitude de livre oscilação.
V_n	= Sinal de ruído.
$\varphi_n(t)$	= Ruído de fase do oscilador.
g_m	= Transcondutância de um transistor bipolar.
$\Delta\omega_L$	= Frequência "Off-set".
$\Delta\omega_{max}$	= Banda máxima de sincronismo para pequenos sinais.
$FSFM(\omega, \theta_o)$	= Fator de supressão de ruído FM.
$FSPR(\omega_{LP}, \theta_o)$	= Fator de supressão de potência de ruído.
A_1	= Ganho de voltagem do amplificador de entrada.
N_2	= Ganho de voltagem ao amplificador A_2 .
N_1	= Ganho de voltagem do filtro passa-tudo.
V_T	= Tensão termodinâmica (KT/q)

CAPÍTULO I

TÉCNICAS DE DEMODULAÇÃO DE SINAIS MODULADOS EM FREQUÊNCIA (FM)

I.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, após a discussão de sinais modulados em frequência (FM) e limitações teóricas da transmissão destes sinais através de malhas não lineares e filtros lineares, nós estudaremos as principais técnicas de demodulação de sinais FM.

I.2 SINAIS MODULADOS EM FREQUÊNCIA

É bem conhecido na literatura [1] que a razão sinal/ruído na saída de um receptor FM é muito maior, para a mesma potência do sinal transmitido, que a do receptor AM. Isto se deve ao fato de que toda informação transmitida está contida no desvio de frequência da portadora e, assim, ruídos introduzidos na amplitude desta, podem ser suprimidos através de circuitos limitadores inseridos antes da demodulação do sinal. O preço pago para aumentar a razão sinal/ruído na saída dos receptores FM é a maior largura da banda do sinal transmitido.

Um sinal modulado em frequência pode ser descrito pela expressão (1.1)

$$V(t) = V_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(\xi) d\xi \right] \quad (1.1)$$

onde V_0 é a amplitude da portadora, ω_0 a frequência da portadora, $\Delta\omega$ (o desvio de frequência) uma constante de proporcionalidade, e $f(t)$ um sinal proporcional à informação da modulação, com as propriedades:

$$|f(t)| \leq 1 \text{ e } \overline{f(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) dt = 0 \quad (1.2)$$

Na expressão (1.1) nós observamos que existem três frequências associadas a um sinal FM. A frequência da portadora ω_0 , o desvio de frequência $\Delta\omega$, que é a medida de quanto a frequência instantânea $[\omega_0 + \Delta\omega(t)]$ se afasta de ω_0 quando $f(t)$ varia entre 1 e -1, e a máxima frequência de modulação ω_M (a largura do espectro de $f(t)$), que é a medida de quão rápida a frequência instantânea varia em torno de ω_0 .

Na teoria de circuitos dois parâmetros são definidos, os quais relacionam estas três frequências, β e D onde

$$\beta \equiv \frac{\Delta\omega}{\omega_M} \quad \text{e} \quad D \equiv \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (1.3)$$

β é definido como índice de modulação e D como razão de desvio.

Por exemplo, para FM comercial, onde

$$\omega_0 = (2\pi)10,7\text{MHz}, \quad \Delta\omega = (2\pi)75\text{KHz} \quad \text{e} \quad \omega_M = (2\pi)15\text{KHz}$$

$$\text{temos} \quad \beta = 5 \text{ e } D = 0,007$$

Para $f(t) = \cos\omega_M t$ a expressão (1.1) pode ser colocada na seguinte forma [1]

$$V(t) = V_0 \left\{ J_0(\beta) \cos\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta) [\cos(\omega_0 + n\omega_M)t + \cos(\omega_0 - n\omega_M)t] \right\} \quad (1.4)$$

onde $J_n(\beta)$ é a função de Bessel do primeiro tipo de argumento β e ordem n .

A expressão (1.4) mostra que um sinal FM modulado senoidalmente contém um número infinito de bandas laterais em $2\omega_M$, $3\omega_M$,... em cada lado da frequência da portadora ω_0 . Isto parece mostrar que este sinal não possui banda limitada, mas felizmente, para um dado valor de β , somente um número pequeno de $J_n(\beta)$ contribui de forma significativa para o conteúdo espectral de $V(t)$

Por exemplo, para $\beta=5$, se forem levadas em conta somente as bandas cujos coeficientes $J_n/J_0 \geq 0,01$, então a largura da banda do sinal FM, LB será aproximadamente dada por $3,2\Delta\omega$.

No caso de FM comercial a largura da banda necessária seria de 240 KHz.

I-3 TRANSMISSÃO DE SINAIS FM ATRAVÉS DE MALHAS NÃO LINEARES

Como vimos na seção anterior, para reduzir efeitos na variação da amplitude da portadora, os demoduladores comumente utilizam circuitos limitadores que produzem modificação no espectro do sinal FM; estes circuitos são não lineares e sem memória. Por exemplo, um par diferencial com carga passiva é bastante utilizado em sistemas FI/FM comerciais.

É possível mostrar que a saída de um limitador, $(V_{oL}(t))$ alimentado por um sinal FM, pode ser expressa na forma [1]

$$V_{oL}(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \left[n\omega_0 t + n\Delta\omega \int_0^t f(\xi) d\xi \right] \quad (1.5)$$

A figura (1) mostra o espectro de frequência de $V_{oL}(t)$. Da figura é claro que a componente fundamental do sinal FM limitado pode ser extraída desde que a relação abaixo seja satisfeita:

$$\frac{LB_1}{2} + \frac{LB_2}{2} \leq \omega_0 \quad \text{ou} \quad (1.6)$$

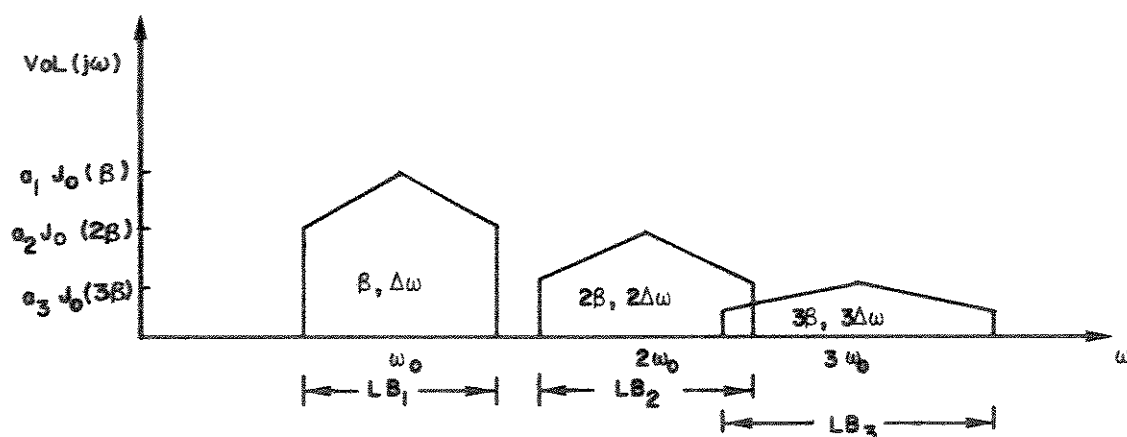


Fig.1.1- Espectro de frequência de $V_{oL}(t)$.

$$\frac{LB_1}{4} + \frac{LB_3}{4} \leq \omega_0 ; \quad (1.7)$$

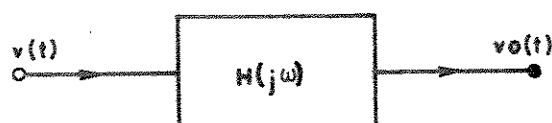
a última para o caso onde a característica do limitador seja simétrica ($A_n = 0$ para n par), onde LB_1 é a largura de banda da componente fundamental de $V_{oL}(t)$, LB_2 a largura de banda da componente de segunda harmônica de $V_{oL}(t)$ e LB_3 a componente de terceira harmônica de $V_{oL}(t)$.

As condições (1.6) ou (1.7) impõem na geração de sinais FM um valor máximo na razão de desvio D .

I-4 TRANSMISSÃO DE SINAIS FM/AM ATRAVÉS DE FILTROS LINEARES - APROXIMAÇÃO QUASE-ESTÁTICA

Para compreensão de algumas técnicas de demodulação de frequência e análise dinâmica do oscilador sincronizado, é necessária uma discussão da aproximação quase-estática em filtros lineares. O filtro em questão é do tipo passa banda.

Consideremos inicialmente o filtro mostrado na figura 1.2, alimentado por um sinal modulado em frequência e em amplitude. Seja $h(t)$ a resposta ao impulso do filtro.



$$v(t) = V(t) \cos \left(\omega_0 t + \Delta \omega \int_0^t f(\phi) d\phi \right)$$

Fig. 1.2.- Filtro linear alimentado por um sinal modulado em amplitude e em frequência.

$v(t)$ pode ser escrito na forma

$$v(t) = V(t) \operatorname{RE} \left[e^{j\omega_0 t} e^{j\psi(t)} \right] \quad (1.8)$$

assim,

$$v_o(t) = \text{RE} \left[e^{j\omega_o t} \int_{-\infty}^{\infty} V(t-\tau) e^{-j\omega_o \tau} e^{j\psi(t-\tau)} h(\tau) d\tau \right] \quad (1.9)$$

Se as variações de $V(t)$ e $\psi(t)$ forem lentas comparadas à constante de tempo da resposta ao impulso do filtro, a aproximação abaixo é válida [2].

$$V(t-\tau) \approx V(t) - \dot{V}(t) \cdot \tau \quad (1.10)$$

e

$$\exp j\psi(t-\tau) \approx \left[\exp j\psi(t) \right] \left[\exp(-j\dot{\psi}(t) \cdot \tau) \right] \quad (1.11)$$

Se as máximas flutuações de amplitude não produzirem uma inversão de fase do sinal, a equação (1.10) pode ser colocada na forma

$$V(t-\tau) = V(t) e^{-\frac{\dot{V}(t)}{V(t)} \tau} \quad (1.12)$$

A substituição de (1.11) e (1.12) em (1.9) produz

$$v_o(t) = \text{RE} \left[V(t) e^{j\omega_o t} e^{j\psi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) e^{-j\left[\omega_o - j \frac{\dot{V}(t)}{V(t)} + \dot{\psi}(t)\right] \tau} d\tau \right] \quad (1.13)$$

Identificamos a integral acima como

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) e^{j\left[\omega_o - j \frac{\dot{V}(t)}{V(t)} + \dot{\psi}(t)\right] \tau} d\tau = H(j\omega') \quad (1.14)$$

$$\text{onde } \omega' = \omega_0 - \frac{j\dot{V}(t)}{V(t)} + \dot{\psi}(t) \quad (1.15)$$

Assim (1.13) pode ser reescrita na forma

$$v_o(t) = \text{RE} \left[H(j\omega') v(t) \right] \quad (1.16)$$

A equação (1.13) mostra que, se as flutuações de amplitude e de frequência forem lentas, o filtro passa banda pode ser substituído por um outro filtro deslocado em frequência pela quantidade

$$-j \frac{\dot{V}(t)}{V(t)} + \dot{\psi}(t).$$

Para modulação somente de um tipo (AM ou FM), esta análise continua válida. Esta aproximação é comumente chamada de aproximação quase-estática.

1.5 - TÉCNICAS DE DEMODULAÇÃO

Os demoduladores de frequências podem ser agrupados em duas técnicas básicas.

- 1) Demoduladores com realimentação;
- 2) Por diferenciação.

A primeira técnica pode ser implementada com um "loop" amarrado em frequência (FLL, do inglês, "frequency locked loop"), ou com um "loop" amarrado em fase (PLL, do inglês, "phase-locked loop").

A figura 1.3 mostra um diagrama de bloco de um circuito FLL. Este consiste de um demodulador de amplitude, um discriminador de frequência convencional, um multiplicador e um filtro passa baixas.

A complexidade deste demodulador é o preço pago pela maior capacidade em detectar sinais FM embutidos em ruído. Por exemplo, para altos valores de $a(t)$ (maior

razão sinal/ruído) o ganho de "loop" é elevado, conseqüentemente maior a largura de banda no "loop", fazendo com que a saída $\phi(t)$ siga a saída do discriminador. Quando $a(t)$ é pequeno a situação se inverte e com menor largura de banda do "loop" melhora a razão sinal/ruído na saída do demodulador.

Um demodulador utilizando um bloco PLL é mostrado na figura 1.4. Este consiste de um multiplicador, um filtro passa-baixas e um oscilador controlado por voltagem (VCO do inglês, "Voltage-Controlled Oscillator"). Este demodulador, como o demodulador FLL, possui a mesma capacidade de rejeição a ruídos.

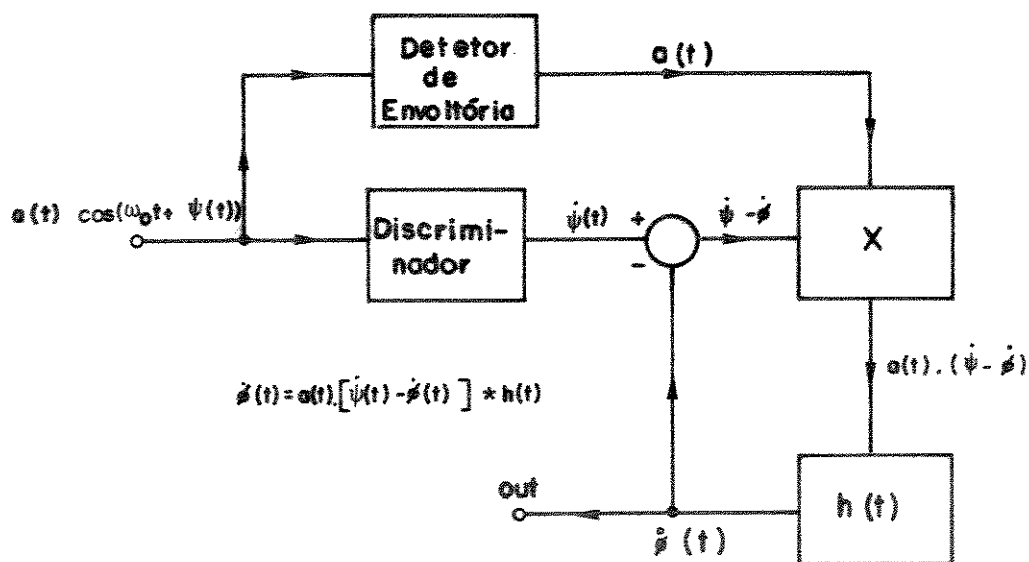


Fig. 1.3 - Demodulador com FLL.

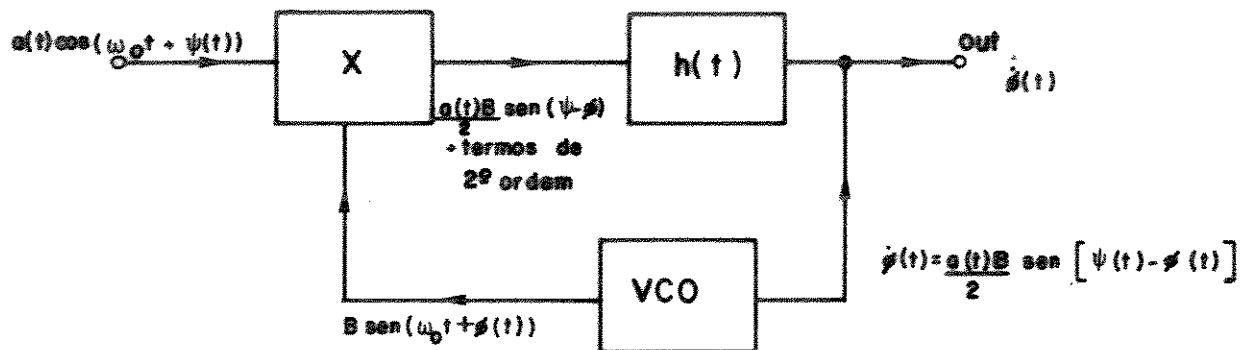


Fig. 1.4 - Demodulador com PLL.

A segunda técnica consiste em diferenciar o sinal de FM por um bloco diferenciador, cuja saída, modulada em amplitude, possui a envoltória com a informação desejada. Esta saída alimentando um detetor de envoltória fornece a demodulação do sinal FM.

Como existem três métodos de diferenciação, os quais nós descrevemos adiante, e três técnicas de detecção de envoltória bem conhecidas na literatura, todos os demoduladores de frequência não realimentados são obtidos por uma das combinações dos blocos diferenciador e detetor de envoltória.

1.5.1. TÉCNICAS DE DETECÇÃO DE ENVOLTÓRIA

As três técnicas de detecção de envoltória são:

- 1) Detecção síncrona,
- 2) Detecção de média de envoltória, e
- 3) Detecção de pico.

A primeira técnica é bastante utilizada nos detetores de FM comerciais e adotada na implementação do demodulador proposto.

O diagrama de bloco de um detetor síncrono é mostrado na figura 1.5.

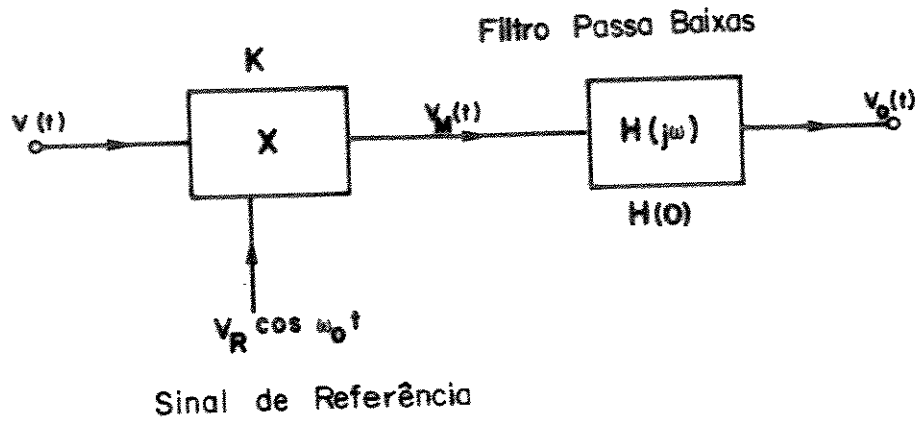


Fig. 1.5 - Detetor Síncrono

Se o sinal de entrada $V(t)$ for do tipo

$$V(t) = a(t) \cos \omega_0 t \quad (1.26)$$

a saída do multiplicador $V_M(t)$ tem a forma

$$V_M(t) = \frac{K V_R a(t)}{2} [1 + \cos(2\omega_0 t)] \quad (1.27)$$

a sua transformada de Fourier, $V_M(j\omega)$ será dada por

$$V_M(j\omega) = \frac{K V_R a(j\omega)}{2} + \frac{K V_R}{4} [a(j\omega - 2j\omega_0) + a(j\omega + 2j\omega_0)] \quad (1.28)$$

onde K é a constante do multiplicador

Se o sinal $a(t)$ for de banda limitada na frequência ω_M , então, de (1.28), se $\omega_M < \omega_0$, as componentes espectrais de $V_M(j\omega)$ em torno da origem não se superpõem às componentes espectrais em torno de $2\omega_0$ e assim, se um filtro passa baixas de largura de banda $2\omega_M$ for colocado na saída do multiplicador, o detetor fornecerá o sinal $V_o(t)$ dado por

$$V_o(t) = \frac{K V_R}{2} a(t) H(0) \quad (1.29)$$

onde $H(0)$ é o ganho DC do filtro passa baixas.

O sinal de referência, $V_r \cos [\omega_0 t]$ na prática é obtido geralmente com um "Phase-Locked Loop" (PLL) alimentado com o sinal de entrada e frequência de livre oscilação em ω_0 .

O detetor mostrado na figura 1.6 utiliza a técnica de detecção de média de envoltória.

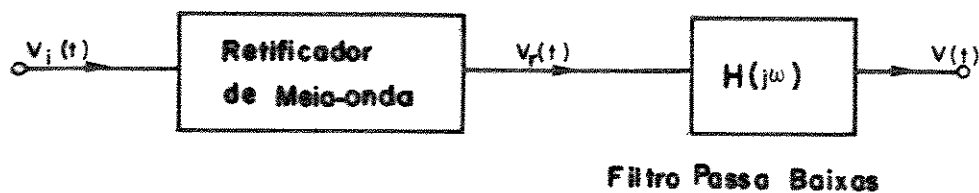


Fig. 1.6- Diagrama de bloco de detetor de média de envoltória.

Se o sinal de entrada $V_i(t)$ for do tipo

$$V_i(t) = a(t)\cos\omega_0 t \quad , \quad a(t) \geq 0 \quad (1.30)$$

e o retificador de meia onda for ideal, isto é:

$$V_r(t) = S(t).V_i(t) \quad \text{onde} \quad S(t) = \begin{cases} 1, & V_i > 0 \\ 0, & V_i \leq 0 \end{cases} \quad (1.31)$$

então a saída do retificador, $V_r(t)$ é dada por:

$$V_r(t) = \frac{a(t)}{\pi} + \frac{a(t)}{2} \cos \omega_0 t + \underbrace{\text{termos de ordem superior}}_{TOS(t)} \quad (1.32)$$

onde $S(t)$ foi expandida em série de Fourier para se encontrar a equação (1.32) e a transformada de Fourier de $V_r(t)$ é facilmente obtida, tendo a seguinte expressão:

$$V_r(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{\pi} + \frac{1}{4} \left[a(j\omega - j\omega_0) + a(j\omega + j\omega_0) \right] + TOS(j\omega) \quad (1.33)$$

Neste detetor, $a(t)$ deve ser de saída limitada em $\omega_M < \omega_0/2$ para que o filtro passa-baixas de banda $2\omega_M$ possa detetar o sinal sem distorção. Desta forma a saída do filtro é dada por:

$$V_o(t) = \frac{H(0)}{\pi} .a(t) \quad (1.34)$$

onde $H(0)$ é o ganho DC do filtro.

Se o retificador de meia onda for substituído por um de onda completa a saída do detetor dobra, e o termo centrado em ω_0 (eq.1.33) desaparece, de forma que a máxima frequência de modulação ω_M , aumenta para $\omega_M < \omega_0$, (igual ao detetor síncrono), mas ainda permanece a condição $a(t) \geq 0$ (índice de modulação ≤ 1).

A técnica de detecção de pico de envoltória consiste em amostrar os valores de pico positivos (ou negativos) em um período da portadora e reter este sinal até o próximo período. A figura 1.7 mostra as formas de onda de um detetor de pico ideal. Este detetor é utilizado em situações onde $\omega_M \ll \omega_0$, caso contrário o sinal de saída terá uma quantidade grande de "ripple" causando distorção no sinal de informação $a(t)$.

Os detetores de pico práticos utilizam um diodo alimentando uma malha RC. Novamente, como na técnica anterior, o índice de modulação deve ser ≤ 1 .

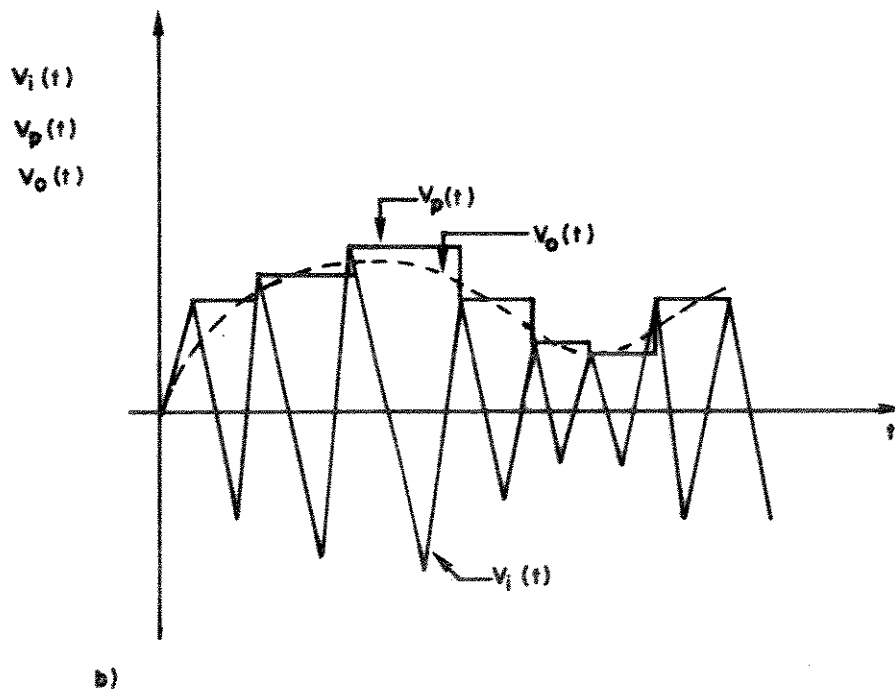
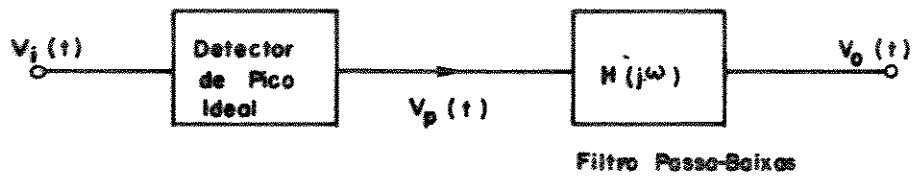


Fig. 1.7 - a) Detetor de pico de envoltória.
b) Formas de onda.

I.5.2. TÉCNICAS DE DIFERENCIAÇÃO

Basicamente existem três técnicas na qual a diferenciação de um sinal pode ser aproximadamente realizada.

- 1) Diferenciação direta,
- 2) Diferenciação no domínio da frequência, e
- 3) Diferenciação em "Delay Time".

A técnica de diferenciação direta utiliza normalmente um capacitor (dispositivo que realiza a diferenciação no tempo). Um exemplo de um demodulador de frequência baseado na técnica de diferenciação direta é um demodulador de Clarke-Hess. A figura 1.8 mostra este demodulador, que consiste de um diferenciador (o capacitor C) um retificador de meia-onda formado por D₁ e Q₁, um detetor de média de envoltória formado por R₀C₀, e uma malha de balanço formado por R, C_c, D₂ e Q₂. É fácil verificar que a saída V_o(t) é dada pela equação (1.35), quando o sinal FM for do tipo descrito pela equação (1.1).

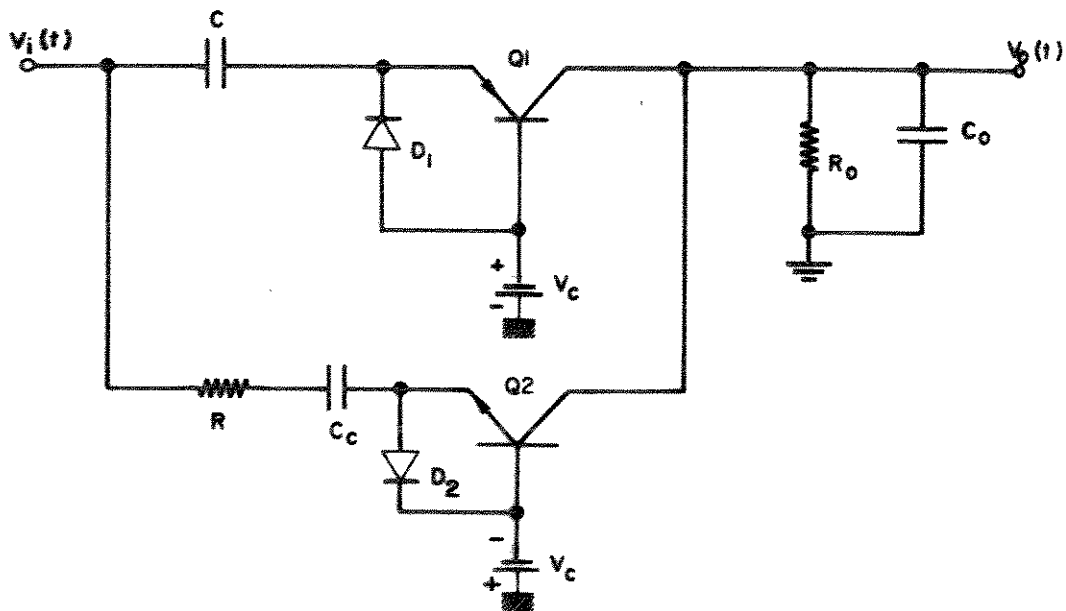


Fig. 1.8 - Demodulador de frequência Clarke-Hess.

$$V_o(t) \approx \frac{V_o R_o C}{\pi} \Delta \omega f(t) \quad (1.35)$$

Notemos que este demodulador apresenta uma estrutura balanceada, o que é uma condição necessária em todo demodulador para reduzir efeito de variações de amplitude de envoltória e, aumentar a sensibilidade.

Este demodulador apresenta um bom desempenho apesar da sua simplicidade e é uma simples solução para a implementação em circuitos discretos.

A diferenciação no domínio da frequência é realizada com um filtro linear cujo módulo $[H(j\omega)]$ apresenta, numa determinada banda ocupada pelo sinal FM, uma

relação quase-linear com a frequência. Um demodulador baseado nesta técnica é conhecido na literatura como demodulador de inclinação ("Slope Demodulator").

A figura 1.9 mostra um demodulador de inclinação balanceado. Para análise deste demodulador consideremos que os filtros $H_1(j\omega)$ e $H_2(j\omega)$ possuam suas características de amplitude e fase como mostrado na figura 1.10.

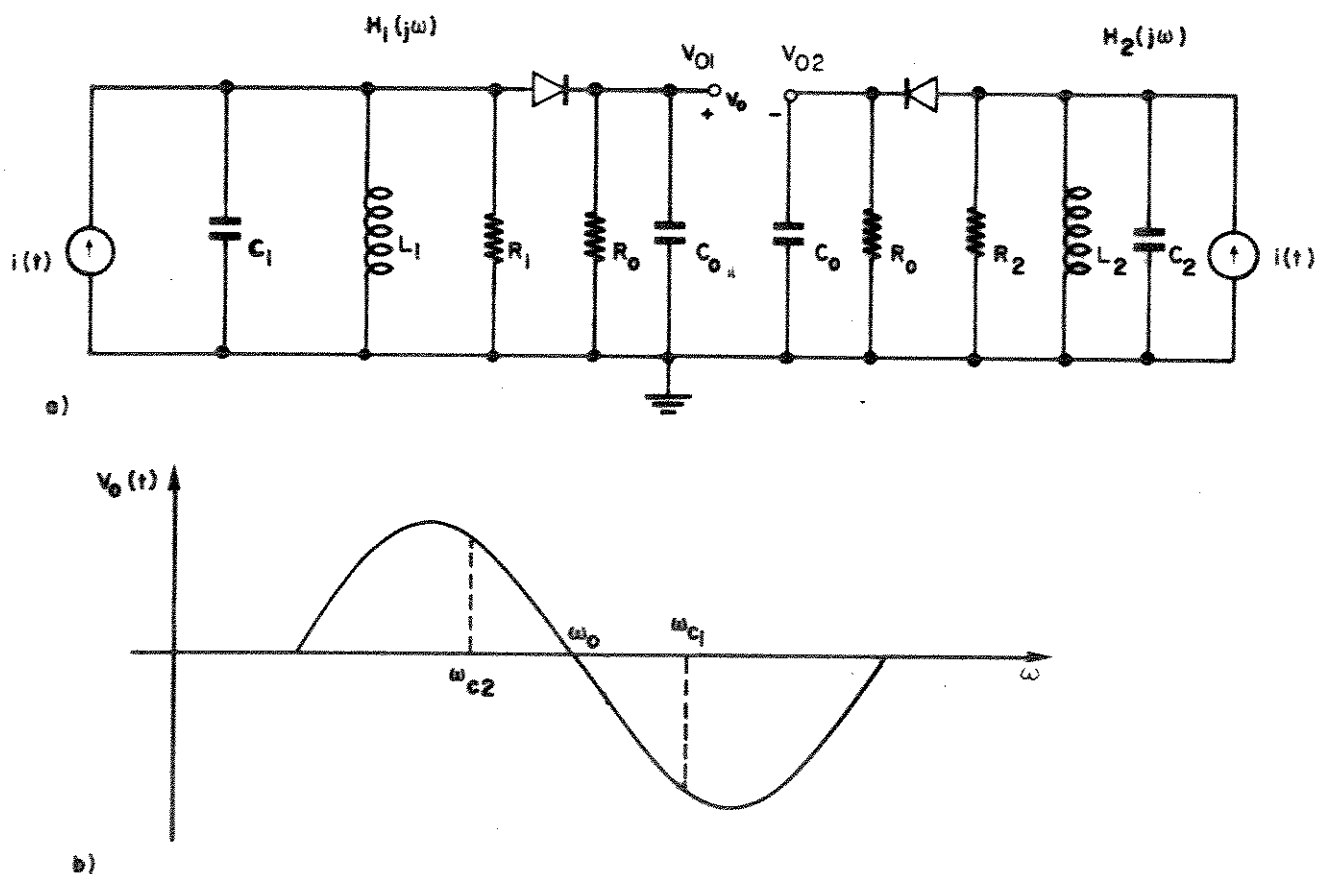


Fig. 1.9 - a) Demodulador de inclinação balanceado
b) Característica de transferência.

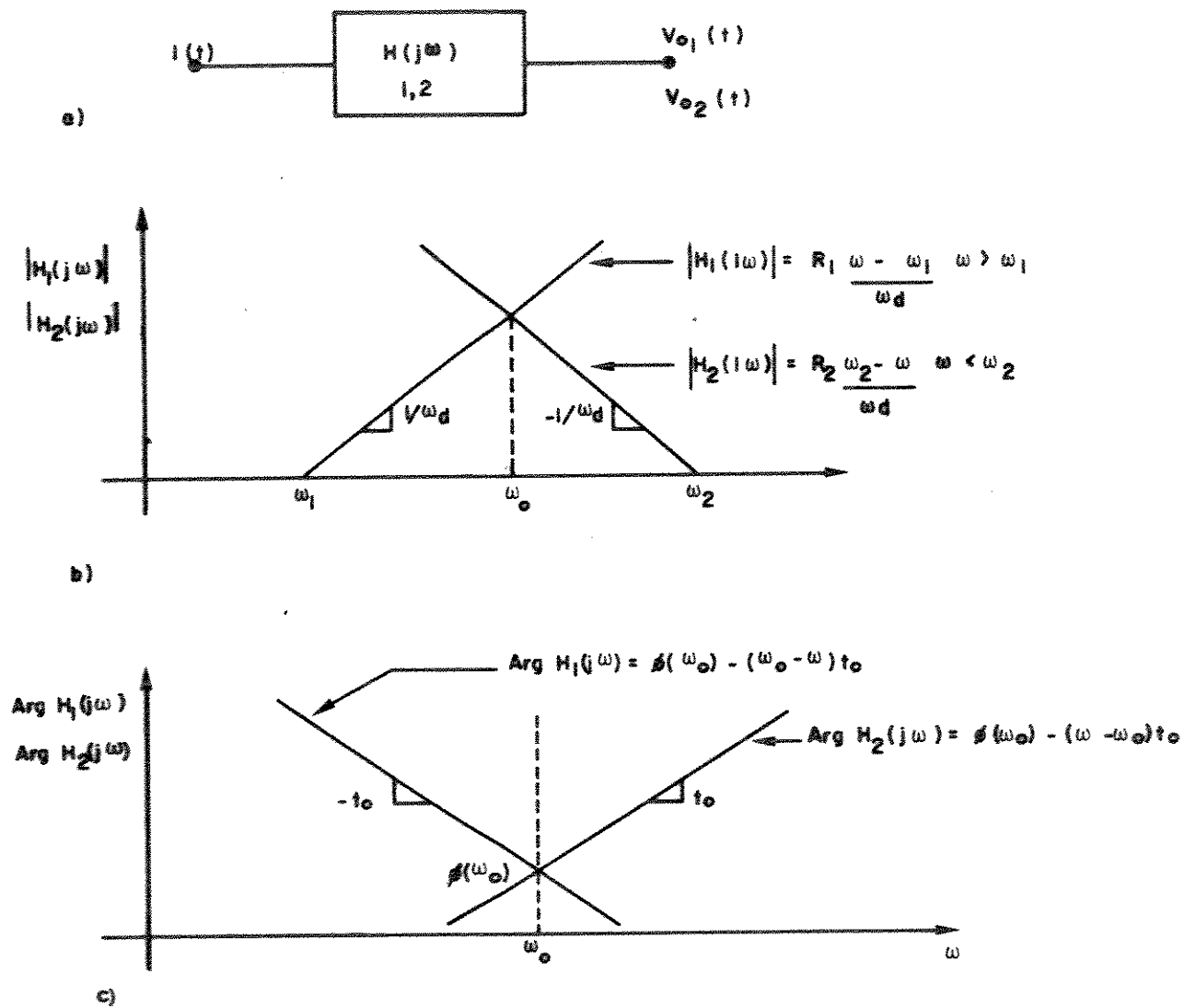


Fig. 1.10 - a) Filtro linear.

b) Características de amplitude.

c) Características de fase.

Se $i(t)$ for um sinal FM do tipo

$$i(t) = I_0 \operatorname{RE} \left[e^{j[\omega_0 t + \psi(t)]} \right] \quad (1.36)$$

onde

$$\psi(t) = \Delta\omega \int_0^t f(\xi) d\xi \quad (1.37)$$

então

$$V_{o1}(t) = \text{RE} \left[I_o e^{j(\omega_o t + \psi(t))} \right] \quad (1.38)$$

ou ainda,

$$V_{o1} = \text{RE} \left\{ F^{-1} \left[H(j\omega) I(j\omega) \right] \right\} \quad (1.39)$$

onde $I(j\omega)$ é a transformada de Fourier de $i(t)$. Substituindo $H_1(j\omega)$ na equação (1.39) obtemos:

$$\begin{aligned} V_{o1} &= R_1 \text{RE} \left\{ \frac{e^{j\theta(\omega_o)} e^{j\omega_o t_o}}{\omega \alpha} F^{-1} \left(\frac{j\omega I(\omega) e^{-j\omega t_o}}{j} - \omega_1 I(\omega) e^{-j\omega t_o} \right) \right\} \\ &= R_1 I_o \text{RE} \left\{ \frac{e^{j\theta(\omega_o)} e^{j\omega_o t_o}}{\omega \alpha} \left(\frac{d}{j dt} e^{j[\omega_o(t-t_o) + \psi(t-t_o)]} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \omega_1 e^{j[\omega_o(t-t_o) + \psi(t-t_o)]} \right) \right\} \\ &= R_1 I_o \text{RE} \left\{ \frac{\omega_o + \psi'(t-t_o) - \omega_1}{\omega \alpha} e^{j[\omega_o + \psi(t-t_o) + \theta(\omega_o)]} \right\} \quad (1.40) \end{aligned}$$

com um procedimento análogo, é fácil verificar que

$$V_{o2}(t) = R_2 I_o \operatorname{RE} \left\{ \frac{\omega_2 - \psi(t-t_0) - \omega_0}{\omega \alpha} e^{-j[\omega_0 t + \psi(t-t_0) - \theta(\omega_0)]} \right\} \quad (1.41)$$

Se fizemos $R_1 = R_2 = R$, $\omega_0 - \omega_1 = \omega_2 - \omega_0$, a envoltória de $V_{o1} - V_{o2}$ será dada por

$$V_o(t) = V_{o1}(t) - V_{o2}(t) = R I_o \frac{\psi(t-t_0)}{\omega \alpha} \quad (1.42)$$

então de (1.37) vem

$$V_o(t) = R I_o \frac{\Delta \omega f(t-t_0)}{\omega \alpha} \quad (1.43)$$

isto é, a saída de um detetor de envoltória produz um sinal proporcional à frequência modulante atrasada de t_0 .

Na prática, as características mostradas na figura 1.10 são obtidas de forma aproximada com filtros passa banda sintonizados à direita e à esquerda de ω_0 .

A última técnica a ser descrita neste capítulo é implementada a partir da definição fundamental da derivada de uma função

$$\frac{df(t)}{dt} = \lim_{t_0 \rightarrow 0} \frac{f(t) - f(t-t_0)}{t_0} \quad (1.44)$$

Esta técnica é a mais utilizada no projeto de sistema FM integrados comerciais. Os detetores que a utilizam são comumente chamados de demoduladores por atraso de tempo (ou do inglês, "Time Delay Demodulator").

O diagrama de bloco da figura 1.11 mostra a implementação de um diferenciador por atraso de tempo. Se t_0 for bastante pequeno com relação às variações de $V(t)$ então a operação de diferenciação é bem próxima da ideal. A literatura mostra [1] que para que isto ocorra, as condições abaixo devem ser satisfeitas.

$$\frac{\Delta\omega t_0}{2} \ll 1 \quad \text{e} \quad t_0 < \frac{2}{\omega M} \quad (1.45)$$

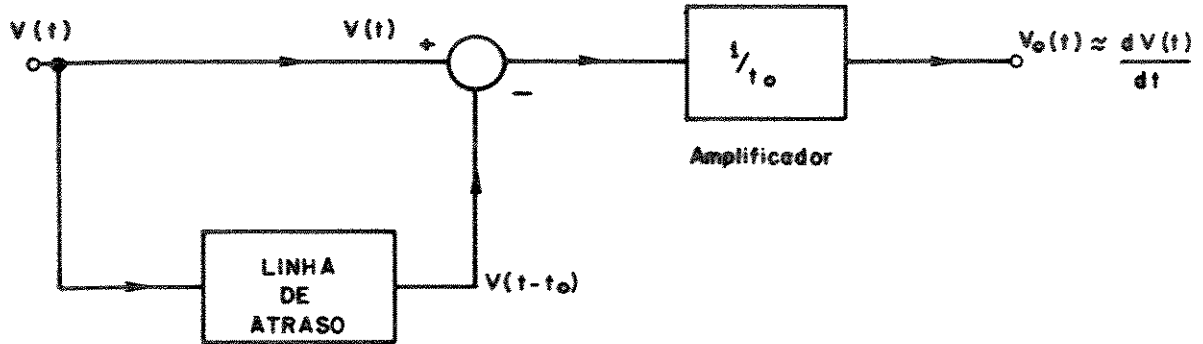


Fig. 1.11 - Diferenciador por atraso de tempo.

Na prática, os demoduladores fazem uso da característica de fase quase constante de circuitos sintonizados próximos da frequência de ressonância para realizarem a linha de atraso.

A figura 1.12 mostra a implementação de um demodulador por atraso de tempo com detecção síncrona de envoltória. Para análise desta demodulação, vamos supor que, um filtro $H(j\omega)$, cuja característica está mostrada na figura 1.13, seja utilizado para realizar a linha de atraso do diferenciador. Seja $V(j\omega)$, a transformada de Fourier do sinal FM; assim

$$\begin{aligned} V_d(t) &= \text{RE} \left\{ F^{-1} \left[H(j\omega) V(j\omega) \right] \right\} \\ &= \text{RE} \left[F^{-1} \left(e^{j\phi(\omega_0)} e^{j\omega_0 t_0} e^{-j\omega t_0} V(j\omega) \right) \right] \end{aligned} \quad (1.46)$$

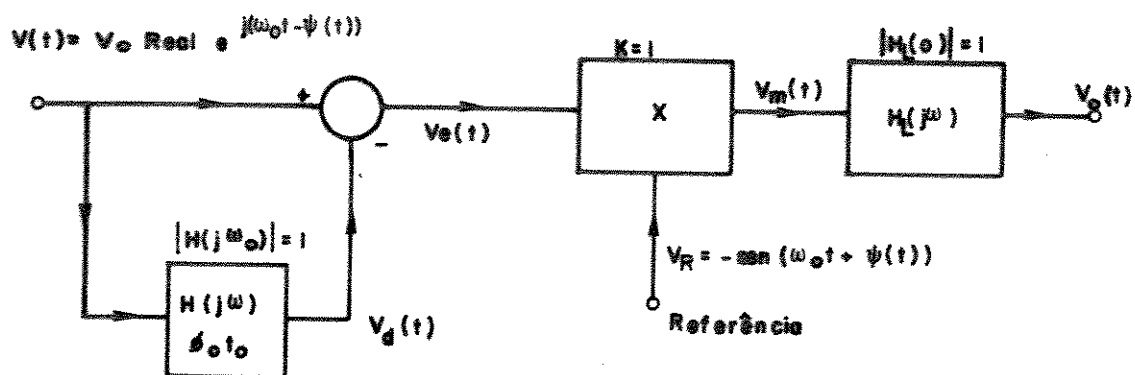


Fig. 1.12 - Demodulador síncrono por atraso de tempo.

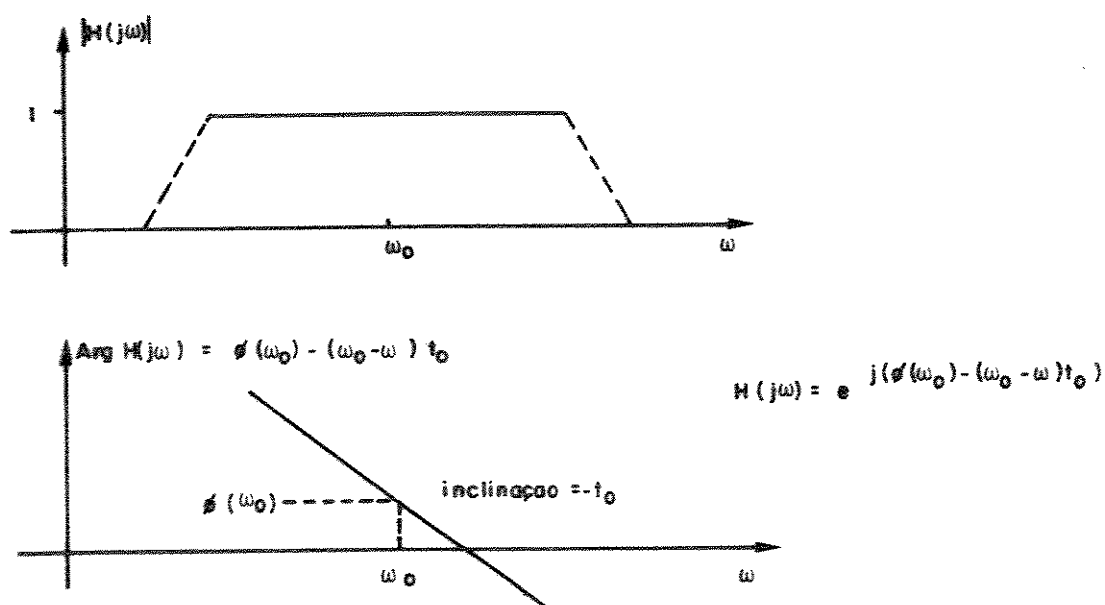


Fig. 1.13 - Característica de amplitude e fase da linha de atraso.

Usando a propriedade

$$e^{-j\omega t_o} V(j\omega) \rightarrow V(t-t_o)$$

então,

$$V_d(t) = \text{RE} \left[e^{j[\phi(\omega_0) + \omega_0 t_0]} V(t - t_0) \right] \quad (1.47)$$

Se $\phi(\omega_0) = -\omega_0 t_0$, $V_d(t)$ seguirá o sinal FM atrasado de t_0 .

Reescrevemos os sinais na forma:

$$V_d(t) = A_0 \cos y \quad (1.48)$$

$$V(t) = A_0 \cos x \quad (1.49)$$

$$V_R(t) = -\text{sen } x \quad (1.50)$$

onde

$$y = \omega_0(t-t_0) + \Delta\omega \int_0^{t-t_0} f(\xi) d\xi \quad (1.51)$$

$$x = \omega_0 t_0 + \Delta\omega \int_0^t f(\xi) d\xi \quad (1.52)$$

de maneira que

$$V_o(t) = \cos x - \cos y \quad e \quad (1.53)$$

$$V_M(t) = A_0(\cos x - \cos y)(-\text{sen } x) = \frac{A_0}{2} \text{sen } 2x + \frac{A_0}{2} \left[\text{sen}(x+y) + \text{sen}(x-y) \right] \quad (1.54)$$

e após o filtro passa baixa teremos

$$V_o(t) = \frac{A_o}{2} \sin(x-y) \quad (1.55)$$

De (1.51) e (1.52) temos

$$V_o(t) = \frac{A_o}{2} \sin \left(\omega_o t_o + \Delta\omega \int_{t_o}^t f(\xi) d\xi \right) \quad (1.56)$$

Se a largura de banda do sinal modulante $f(t)$ for $< 2/t_o$, então a expressão (1.56) pode ser aproximada por [1]:

$$V_o(t) = \frac{A_o}{2} \sin \left(-\phi(\omega_o) + \Delta\omega t_o f\left(t - \frac{t_o}{2}\right) \right) \quad (1.57)$$

Para maximizar o ganho do demodulador o valor de $\phi(\omega_o)$ deve ser múltiplo de 2π ; $\phi(\omega_o) = n2\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots$). Assim $V_o(t)$ toma a forma

$$V_o(t) = \frac{A_o}{2} \sin(\Delta\omega t_o) f\left(t - \frac{t_o}{2}\right) \quad (1.58)$$

se $\Delta\omega t_o f\left(t - \frac{t_o}{2}\right) \ll 1$ para todo t , então:

$$V_o(t) = \frac{A_o}{2} \Delta\omega t_o f\left(t - \frac{t_o}{2}\right) \quad (1.59)$$

Se nós verificarmos que o termo $-\frac{A_o}{2} \sin 2x$ da expressão (1.54) que não contém a informação desejada, é resultante da multiplicação de $\cos x \cdot \sin x$, o demodulador mostrado na figura 1.12 pode ser simplificado como mostram as figura 1.14a e figura 1.14b onde o sinal de referência é o próprio sinal de entrada no caso da configuração a) ou está deslocado de 90° por um filtro de Hilbert, no caso da configuração b). Para ambas configurações a saída do demodulador é dada por

$$V_o(t) = KH(O) A_o^2 \Delta\omega t_o f\left(t - \frac{t_o}{2}\right) \quad (1.60)$$

onde K é uma constante do multiplicador e $H(O)$ o ganho DC do filtro passa baixas.

Como pode ser verificado, em todas as configurações estudadas, para que a conversão FM seja prontamente realizada, é necessário que a amplitude do sinal seja constante. Para o caso da detecção síncrona com atraso de tempo, a dependência é maior, como mostra a equação (1.60).

A observação da equação (1.60) e da figura (1.14) sugere que se umas das entradas do multiplicador for limitada com amplitude V_R , e supondo que o "delay time" do filtro seja do tipo $t_o = \text{const.} A_o^{-1}$, a saída deste demodulador seria insensível à amplitude do sinal; e seria dada por

$$V_o(t) = \text{const.} K H(0) V_R f\left(t - \frac{t_o}{2}\right) \quad (1.61)$$

Como será visto no capítulo II, o oscilador sincronizado apresenta um "delay time" com esta característica, isto é, inversamente proporcional à amplitude do sinal.

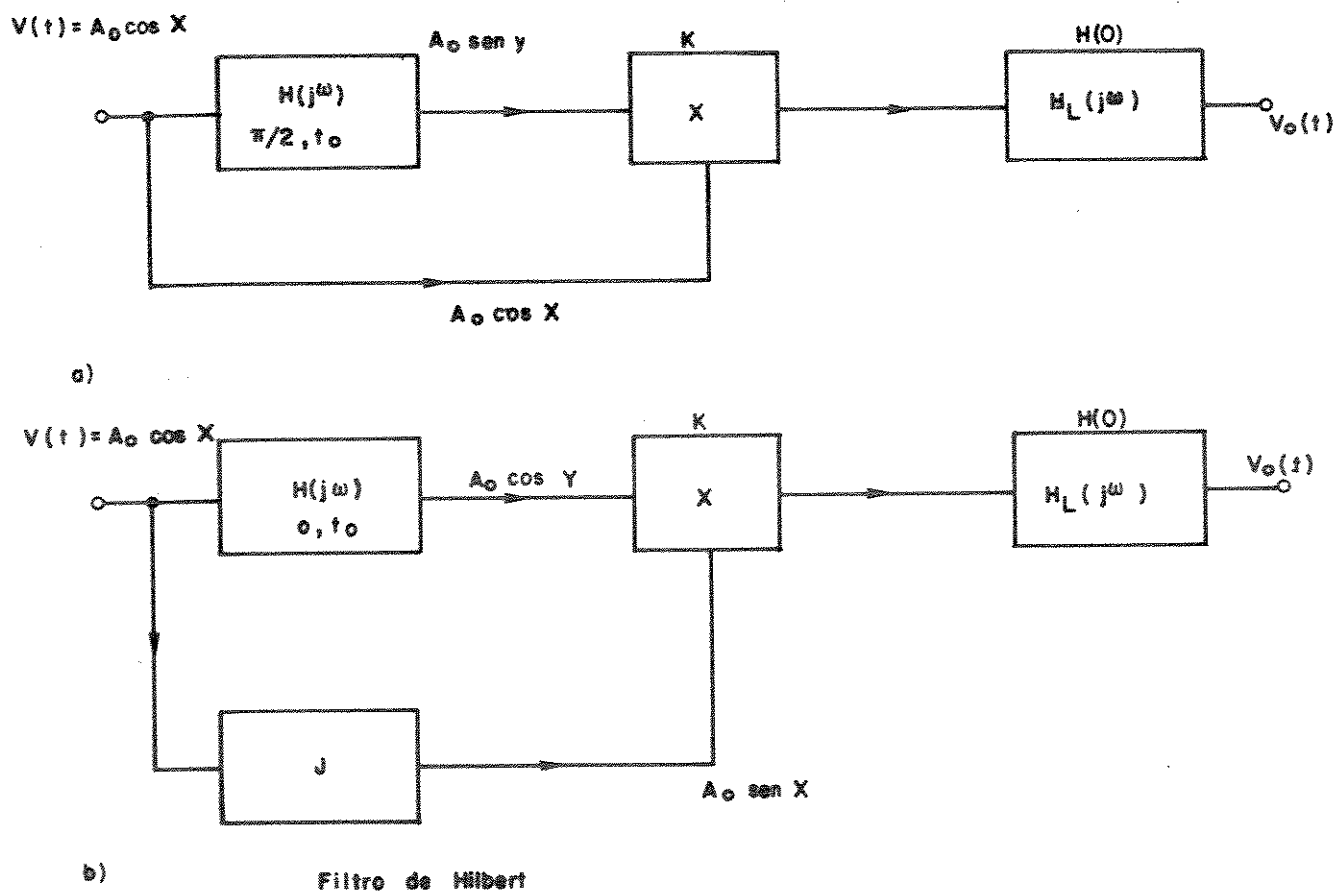


Fig. 1.14 - Demodulador com atraso de tempo com detecção síncrona.

CAPÍTULO II

"INJECTION LOCKING" EM OSCILADORES

II.1 - INTRODUÇÃO

O fenômeno de "Injection Locking" em osciladores é bem conhecido na literatura [3-7] sobre oscilações não lineares. A primeira grande contribuição nesta área foi feita na década de 20 por Van der Pol que, usando aproximações adequadas, resolveu a equação diferencial de segunda ordem associada a um oscilador não linear [8-9]. A partir daí vários autores [10-19] têm dado sua contribuição, de forma que hoje nós temos uma visão clara do comportamento do oscilador, sob várias condições apropriadas.

O objetivo deste capítulo é deixar claro, com uma linguagem familiar aos engenheiros elétricos, o fenômeno de "Injection Locking" em osciladores.

II.2 - OSCILADORES

Como o "Injection Locked Oscillator" (ILO) é um oscilador sob a ação de um sinal elétrico, a discussão deste oscilador em condições de livre oscilação é necessária para uma melhor compreensão do fenômeno.

Um oscilador é um circuito (autônomo) que fornece como saída uma forma de onda quase-senoidal. Para isto, este deve conter um elemento ativo para fornecer potência, uma malha seletiva de frequência e um mecanismo para estabilização da amplitude da senóide gerada. O oscilador a ser discutido utiliza uma característica não linear, sem memória e não variante com o tempo do elemento ativo para a estabilização da amplitude.

A figura 2.1 mostra um diagrama de bloco de oscilador, onde $N(V)$

representa a característica de transferência do elemento ativo não dependente de frequência, e $H(j\omega)$, a malha seletiva de frequência.

O oscilador mostrado na figura 2.1 será analisado com o método da função descrevente [20-21] (do inglês, "Describing Functions").

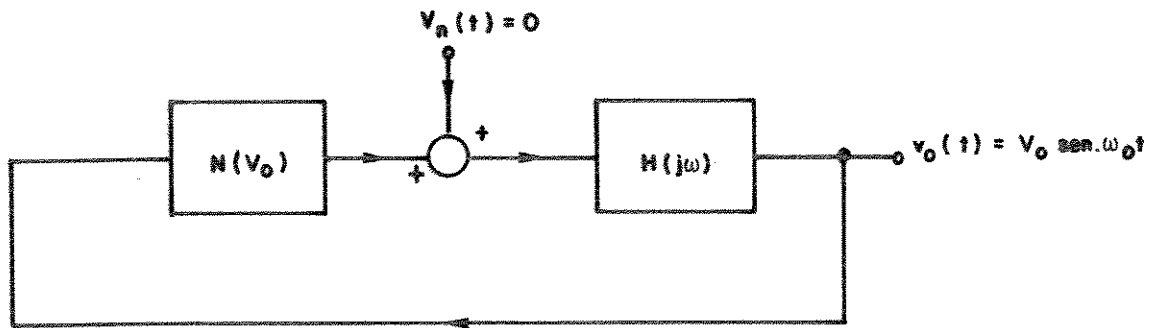


Fig. 2.1 - Diagrama em Bloco do Oscilador.

A função descrevente do elemento não linear, $N(V)$ é dada por

$$\eta(V) = \frac{1}{\pi V} \int_0^{2\pi} N(V \cdot \sin \theta) \sin \theta d\theta \quad (2.1)$$

Assim, a equação do ciclo limite do oscilador linearizado é dada por

$$\eta(V) \cdot H(j\omega) = 1 \quad (2.2)$$

A equação (2.2) pode ser reescrita na forma

$$\eta(V) - \overline{H(j\omega)} = 0 \quad (2.3)$$

onde $\overline{H(j\omega)} = [H(j\omega)]^{-1}$.

Um "locus" das transferências, $\eta(V)$ e $\overline{H(j\omega)}$ é mostrado na figura 2.2.

As setas indicam a direção do aumento de $\eta(V)$ e $\overline{H(j\omega)}$ quando V e ω aumentam.

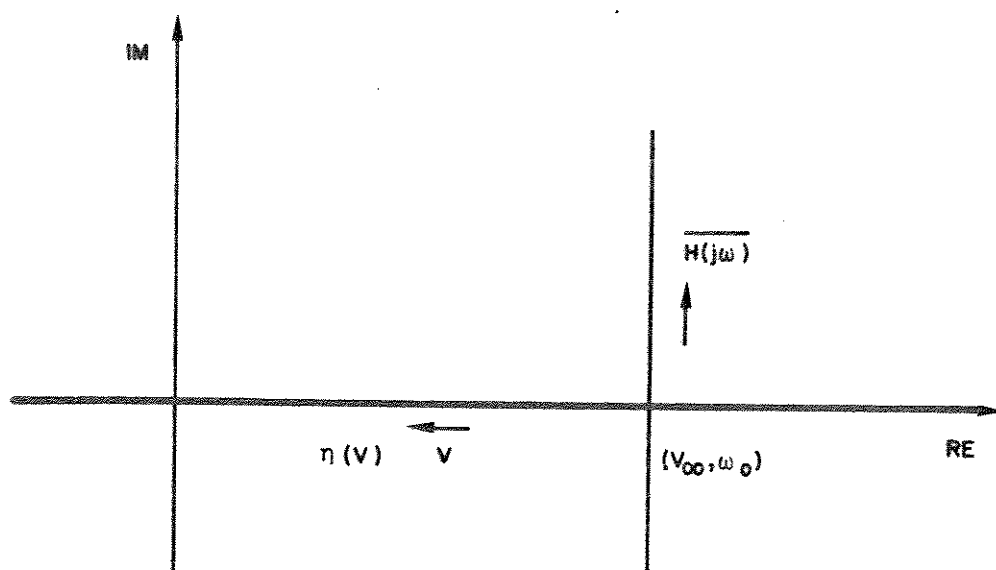


Fig. 2.2 - "Locus" de $\eta(V)$ e $\overline{H(j\omega)}$.

A intersecção dos dois "locus", correspondente a $\overline{H(j\omega_0)} = \eta(V_{00})$, satisfaz a equação do ciclo limite (2.2), onde ω_0 e V_{00} são respectivamente a frequência e amplitude de livre oscilação. Consequentemente, no estado de regime a amplitude e a frequência de oscilação são determinadas pela intersecção ("locus") de $\eta(V)$ e $\overline{H(j\omega)}$.

II.2.1 - ESTABILIDADE

Para osciladores utilizando uma malha seletiva de frequência de segunda ordem, as condições para a existência, unicidade e estabilidade (E.U.E) de uma solução periódica são ditadas pelos parâmetros do elemento não linear, $N(V)$ e do filtro $H(s)$.

A. Buonomo [22] derivou condições para o filtro dado pela função transferência do tipo

$$A(s) = K \frac{s + a}{s^2 + bs + c} \quad (2.4)$$

As condições de E.U.E. são

$$1) \quad KN'(V)|_{V=0} > b \quad (b \text{ positivo}) \text{ 'indica derivada com relação a } V;$$

2) Existe um $V_M > 0$ tal que

$$b > \frac{K \cdot N(V)}{V} \quad |V| > V_M$$

3) N , a , c e K são tais que

$$c > aK \frac{N(V)}{V} \quad c > 0$$

4) A função $KN(V)$ é decrescente quando $|V|$ aumenta.

As condições 1) 2) e 3) garantem a existência de uma solução, enquanto a condição 4) garante sua unicidade e estabilidade.

Por exemplo, se um oscilador for implementado com um par diferencial e um filtro passa banda do tipo

$$H(s) = \frac{s \quad H_0 \omega_0 / Q}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.5)$$

teremos

$$a = 0 \quad b = \frac{\omega_0}{Q} \quad c = \omega_0^2$$

$$K = H_0 \omega_0 / Q \quad N(V) = I_0 \tanh \frac{V}{2V_T}$$

onde $V_T = \frac{KT}{q}$ é a tensão termodinâmica e I_0 a corrente de polarização do par diferencial.

Para a existência da solução, das condições 1) temos

$$\frac{H_o \omega_o}{Q} g_m = H_o g_{mb}$$

Se $H_o g_m$ for maior que 1, a condição 1 é sempre satisfeita; isto é, o ganho para pequenos sinais deve ser maior que a unidade.

É fácil verificar graficamente que sempre existe um valor de V tal que, a condição 2 é sempre satisfeita.

Como $a = 0$ e $C = \omega_o^2 > 0$ a condição 3 é sempre satisfeita. A função $N(V)$ é sempre decrescente com o aumento de $|V|$; logo a condição de estabilidade é alcançada.

Resumindo, em um oscilador com uma característica não linear, como a de um par diferencial e um filtro passa banda do tipo da equação (2.5), a única condição para existência, unicidade e estabilidade da oscilação é que o ganho de malha para pequenos sinais ($H_o g_m$) seja maior que a unidade.

1.2.2 - RUÍDO DE FASE E AMPLITUDE

Todo dispositivo ativo ou passivo produz ruído. A fim de verificarmos os efeitos qualitativos deste ruído sobre a estabilidade "short term" do oscilador, vamos supor que todo ruído do oscilador esteja concentrado numa tensão V_N , colocada no ponto de soma mostrado na figura 2.1. A nova equação do ciclo-limite é dada por

$$\eta(V) + \frac{V_N}{V_{oo}} e^{-j\theta} = \overline{H(j\omega)} \quad (2.6)$$

onde θ é a diferença de fase entre o sinal do oscilador e o sinal de ruído. A equação (2.6) utiliza a aproximação que o sinal $V_N \ll V_{oo}$. O "locus" de transferência mostrado na figura 2.3 deixa claro a influência do ruído na estabilidade do oscilador.

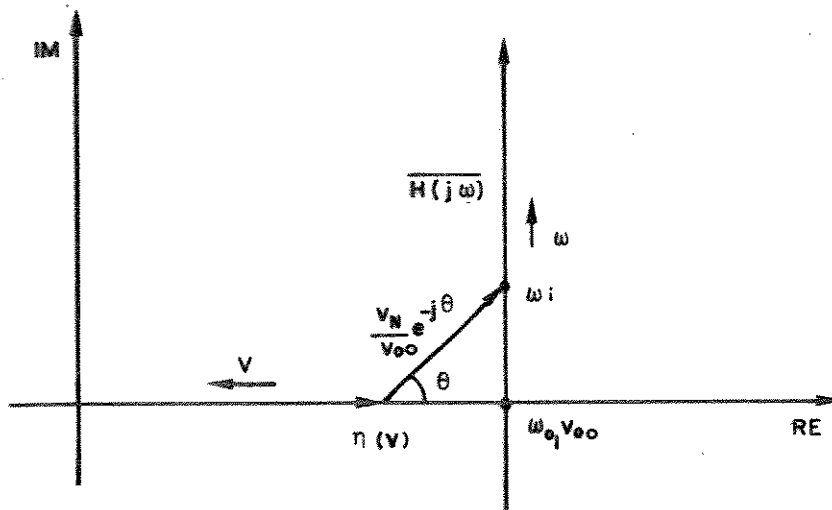


Fig. 2.3 - "Locus" de $\eta(V)$ e $\overline{H(j\omega)}$ na presença de ruído.

Como o vetor $\frac{V_N}{V_{oo}} e^{-j\theta}$ é randômico, sua direção e amplitude mudam aleatoriamente com o tempo. Isto significa que tanto ω_i como V_o mudam randomicamente, produzindo na saída do oscilador componentes de ruído relacionado com a amplitude, ruído AM e componente de ruído relacionado com a frequência, ruído FM (ou do inglês, "phase noise").

II.3 - ANÁLISE QUASE - ESTÁTICA DO ILO.

II.3.1 - INJEÇÃO DE PEQUENO SINAIS

Se um sinal com sua frequência próxima à frequência de livre oscilação é injetado no ponto de soma como mostrado na figura 2.1, o oscilador sincroniza com este

sinal. Supondo que a amplitude deste sinal, V_L , seja muito menor que a amplitude de livre oscilação, V_{oo} , a equação do novo ciclo limite é dada por

$$\eta(V) + \frac{V_L}{V_{oo}} e^{-j\theta} = \overline{H(j\omega)} \quad (2.7)$$

onde θ é diferença de fase entre a saída do oscilador e o sinal de entrada na frequência ω . Na condição de sincronismo a relação 2.7 é satisfeita. Se a frequência do sinal de entrada, ω , varia de $\pm \Delta\omega$ com a amplitude constante, o vetor $\frac{V_L}{V_{oo}} e^{-j\theta}$ se desloca de acordo com o "locus" de transferência mostrado na figura 2.4. Para frequências abaixo de $\omega_0 - \Delta\omega$ e acima de $\omega_0 + \Delta\omega$ a relação 2.7 não é satisfeita e o sincronismo não ocorre. Para os extremos da região de sincronismo a fase θ muda de -90° a 90° .

Como exemplo, vamos supor que o filtro $H(j\omega)$ passa banda seja dado por

$$H(j\omega) = H_0 e^{-j\Omega} \quad (2.8)$$

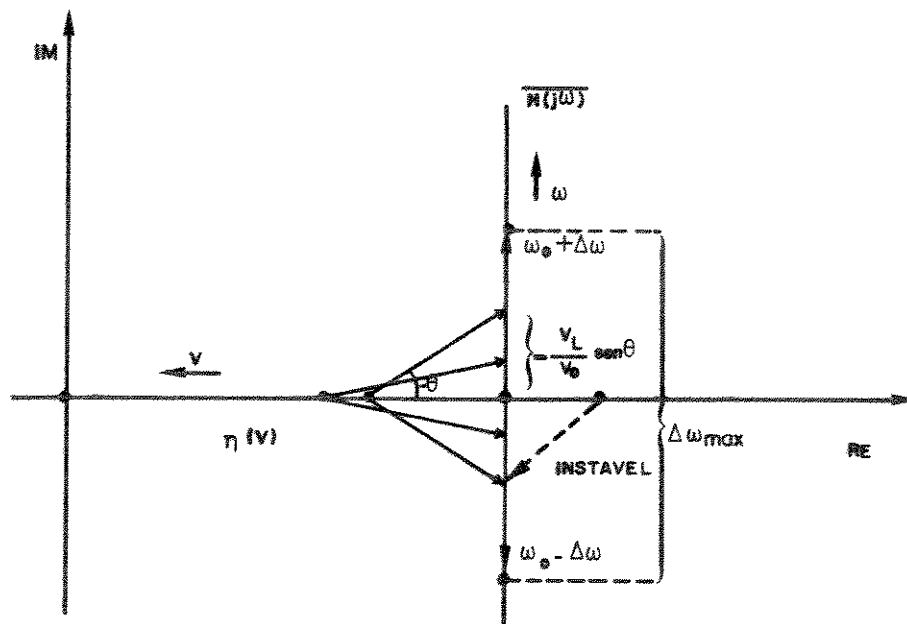


Fig. 2.4 - "Locus" do Oscilador Sincronizado.

onde

$$\Omega = (\omega - \omega_0) t_0$$

Para $\omega - \omega_0 \ll \omega_0$, $e^{j\Omega}$ pode ser aproximado por

$$e^{j\Omega} = 1 + j\Omega$$

e assim $\overline{H(j\omega)}$ é dado por

$$\overline{H(j\omega)} = \left[1 + j 2Q \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \right] H_0^{-1} \quad (2.9)$$

onde $Q = \frac{\omega_0 t_0}{2}$, e t_0 o "Delay time" do filtro

Da figura 2.4 temos

$$- \frac{V_L}{V_{oo}} \sin\theta = \text{Im}\overline{H(j\omega)} = \frac{2Q}{H_0} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \quad (2.10)$$

Assim a máxima banda de sincronismo é encontrada fazendo $\omega = \omega_0 - \Delta\omega$ para $\theta = 90^\circ$ e $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ para $\theta = -90^\circ$ em (2.10). Então

$$\Delta\omega_{\text{máx}} = \frac{H_0 \omega_0}{Q} \frac{V_L}{V_{oo}} \quad (2.11)$$

que é o mesmo resultado encontrado no trabalho de Adler [10].

A operação do oscilador para grandes sinais de entrada será estudada com a análise dinâmica a ser descrita a seguir.

II.4. ANÁLISE DINÂMICA DO ILO

II.4.1. EQUAÇÕES DINÂMICAS

O modelamento a ser desenvolvido assume que a análise quase-estática seja válida. Se um sinal externo for aplicado no ponto de soma do oscilador mostrado na figura 2.1, a saída do oscilador pode ser aproximada por

$$V_o(t) = V(t) \cos[\omega_i t + \theta(t)] \quad (2.12)$$

onde ω_i é a frequência do sinal de entrada, e $V(t)$ e $\theta(t)$ são respectivamente a amplitude e a fase do oscilador, as quais assumimos variarem lentamente com o tempo (em relação a um período de ω_i).

Como vimos no capítulo I, sob condições quase-estáticas o filtro $H(j\omega)$ pode ser substituído por um filtro deslocado em frequência simplesmente fazendo a substituição

$$\omega \Rightarrow \omega_i + \dot{\theta} - \frac{j\dot{V}}{V} = \omega' \quad (2.13)$$

Da figura 2.5 a equação de malha do ILO é dada por ($V_{ni}=0$)

$$\left[\eta(V) V_o(j\omega) + v_L(j\omega) \right] H(j\omega) = V_o(j\omega) \quad (2.14)$$

onde v_L é a amplitude do sinal de entrada.

A equação (2.14) pode ser escrita na forma

$$\left[\overline{H(j\omega)} - \eta(V) \right] V_o(j\omega) = v_L(j\omega) \quad (2.15)$$

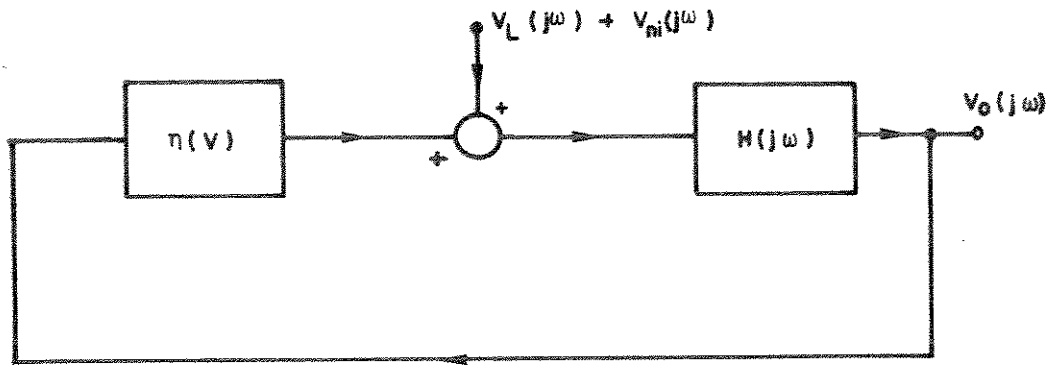


Fig. 2.5 - *Modêlo quase-estático do ILO no domínio da frequência.*

Se $v_L(j\omega)$ for dada no tempo por

$$v_L(t) = \text{Re} \left\{ \left[V_L e^{j[\omega_i t + \psi(t)]} \right] \right\} \quad (2.16)$$

e assumindo $v_o(t)$ como dado por

$$v_o(t) = \text{Re} \left\{ \left[V_o(t) e^{j[\omega_i t + \theta(t)]} \right] \right\} \quad (2.17)$$

onde ω_i é a frequência do sinal de entrada e $\psi(t)$ e $\theta(t)$ a fase instantânea do sinal de entrada e da saída respectivamente. Desta forma, aplicando a transformada inversa de Fourier na equação (2.15) vem

$$\text{RE} \left[\overline{H(j\omega')} - \eta(V) \right] V_o(t) e^{j[\omega_i t + \theta(t)]} = V_L \cos[\omega_i t + \psi(t)] \quad (2.18)$$

onde ω' é dado pela equação 2.13.

Reescrevendo (2.18) na forma:

$$\begin{aligned}
 & V_o(t) \cos[\omega_i t + \theta(t)] \operatorname{RE} \left[\overline{H(j\omega')} - \eta(V) \right] - \\
 & - V_o(t) \sin[\omega_i t + \theta(t)] \operatorname{IM} \left[\overline{H(j\omega')} - \eta(V) \right] \\
 & = V_L \cos[\omega_i t + \psi(t)]
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

e multiplicando (2.19) por $\cos[\omega_i t + \theta(t)]$ e $\sin[\omega_i t + \theta(t)]$ e integrando sobre um período de ciclo de RF, resulta:

$$\operatorname{RE} \left[\overline{H(j\omega')} - \eta(V) \right] V_o = V_L \cos(\theta - \psi) \tag{2.20}$$

e

$$- \operatorname{IM} \left[\overline{H(j\omega')} - \eta(V) \right] V_o = V_L \sin(\theta - \psi) \tag{2.21}$$

Se o filtro passa banda for dado como na expressão (2.9), então as equações dinâmicas do ILO serão dadas por

$$\dot{V}_o = - \frac{\omega_o}{2Q} \left\{ [1 - H_o \eta(V)] V_o - H_o V_L \cos(\theta - \psi) \right\} \tag{2.22}$$

$$\dot{\theta} = - \Delta\omega_L - \frac{H_o \omega_o}{2Q V_o} V_L \sin(\theta - \psi) \tag{2.23}$$

onde $\Delta\omega_L = \omega_i - \omega_o$

O sistema de equações diferenciais não lineares acima capacita-nos ao estudo da estabilidade, transiente, banda de sincronismo e resposta a sinais FM em função dos parâmetros do ILO. A seguir faremos um estudo da estabilidade do ILO sob condições de sincronismo.

II.4.2. ESTABILIDADE

Para o estudo da estabilidade do ILO, vamos supor que não exista nenhuma modulação de fase ou frequência no sinal de entrada, ($\psi = 0$). Seja o par (V_o, θ_o) um estado de regime do sistema (2.22) e (2.23); para uma perturbação $\Delta V \ll V_o$, o novo estado é agora o par $(V_o + \Delta V, \theta_o + \Delta\theta)$. Se $\Delta\theta$ cair para zero com o tempo então o sistema é estável. Isto implica que o ILO é orbitalmente estável no sentido de Liapunov. A substituição no novo estado $(V_o + \Delta V, \theta_o + \Delta\theta)$ em (2.22) e (2.23) produz

$$\begin{aligned} \ddot{\Delta\theta} + \frac{H_o \omega_o}{2Q} \left[\frac{2V_L}{V_o} \cos\theta_o - \eta'(V')V_o \right] \dot{\Delta\theta} + \\ \frac{H_o \omega_o}{2Q} \left\{ \frac{\omega_o}{2Q} \frac{H_o V_L}{V_o} \cos\theta_o \left[\frac{V_L}{V_o} \cos\theta_o - \eta'(V) V_o \right] + \frac{H_o V_L}{V_o} \sin\theta_o \right\} \Delta\theta = 0 \end{aligned} \quad (2.24)$$

onde $\eta'(V)$ indica a derivada de $\eta(V)$ em torno de V_o .

Para que a solução (V_o, θ_o) seja estável é necessário que as duas condições abaixo sejam satisfeitas

$$1) \quad \frac{V_L}{V_o} \cos\theta_o - \frac{\eta'(V)}{2} V_o > 0 \quad (2.25a)$$

$$2) \quad \frac{V_L}{V_o} \eta'(V) V_o \cos\theta_o > 0 \quad (2.25b)$$

Se as condições (2.25a) e (2.25b) forem satisfeitas então o sincronismo ocorre, e nestas condições teremos

$$\dot{V}_o = \dot{\theta}_o = 0 \quad (2.26)$$

Logo as equações de sincronismo são obtidas substituindo (2.26) em (2.22) e (2.23) resultando

$$[1 - H_0 \eta(V_0)] V_0 = H_0 V_L \cos \theta_0 \quad (2.27)$$

e

$$\Delta\omega = - \frac{H_0 \omega_0}{2Q} \frac{V_L}{V_0} \sin \theta_0 \quad (2.28)$$

onde V_0 e θ_0 são os valores de amplitude e fase do oscilador na condição de sincronismo.

Para pequenos sinais de entrada ($V_L/V_0 \ll 1$) as condições de estabilidade podem ser aproximadas por

$$- \frac{\eta'(V)}{2} V_0 > 0 \quad (2.29a)$$

$$- \eta'(V) V_0 \cos \theta_0 > 0 \quad (2.29b)$$

Como $N(V)$ é decrescente pela consideração de estabilidade de livre oscilação (seção II.2) $\eta'(V)$ é negativo. Assim a única condição de estabilidade no sincronismo é que $\cos \theta_0 > 0$ isto é, $|\theta_0| < 90^\circ$. Isto indica que a região de estabilidade situa-se no lado esquerdo da linha $\overline{H(j\omega)}$ no "LOCUS" do oscilador sincronizado. Além disso, a diferença de fase entre o sinal de entrada e a saída do oscilador varia entre -90° a 90° nos extremos do sincronismo.

Para grandes sinais de entrada as condições de estabilidade novamente podem ser interpretadas de forma geométrica como mostrado nas figuras 2.6, 2.7 e 2.8.

A interpretação geométrica das condições de estabilidade são: a condição (2.25a) indica que o centro do círculo de estabilidade, definido como um círculo de raio $-\eta'(V)V_0/2$ centrado em $\eta(V_0) - \eta'(V)V_0/2$, deve estar situado no lado esquerdo da linha $\overline{H(j\omega)}$; a condição (2.25b) indica que o ponto $\overline{H(j\omega)}$ deve estar fora do círculo de estabilidade.

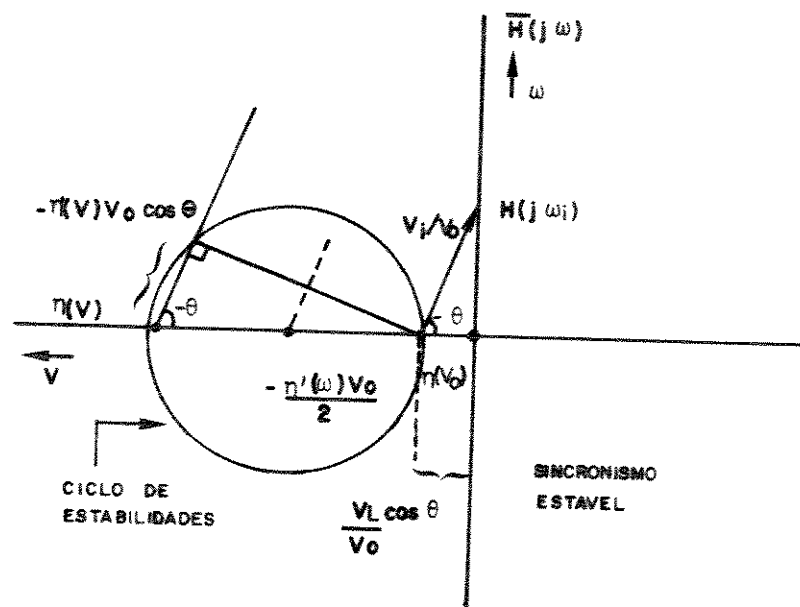


Fig. 2.6 Estabilidade do oscilador sincronizado (estável).

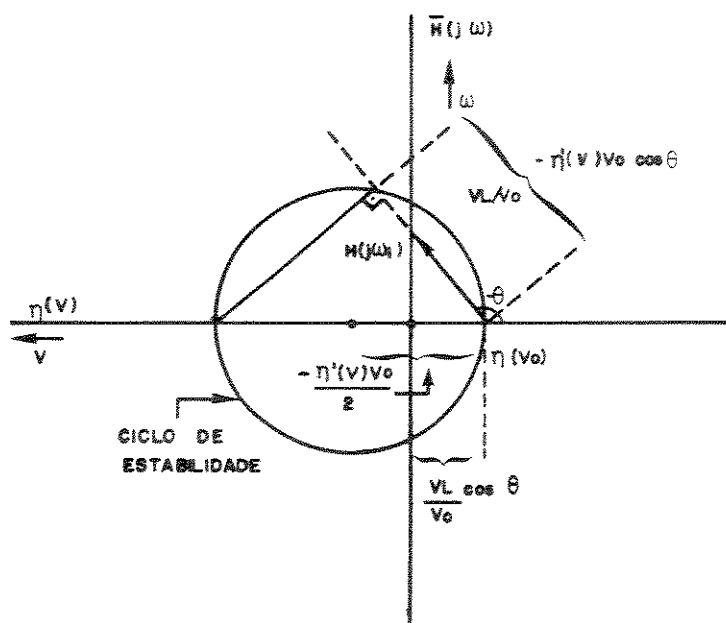


Fig. 2.7 - Idem (Fig. 2.6). Instável pela condição (2.25b)

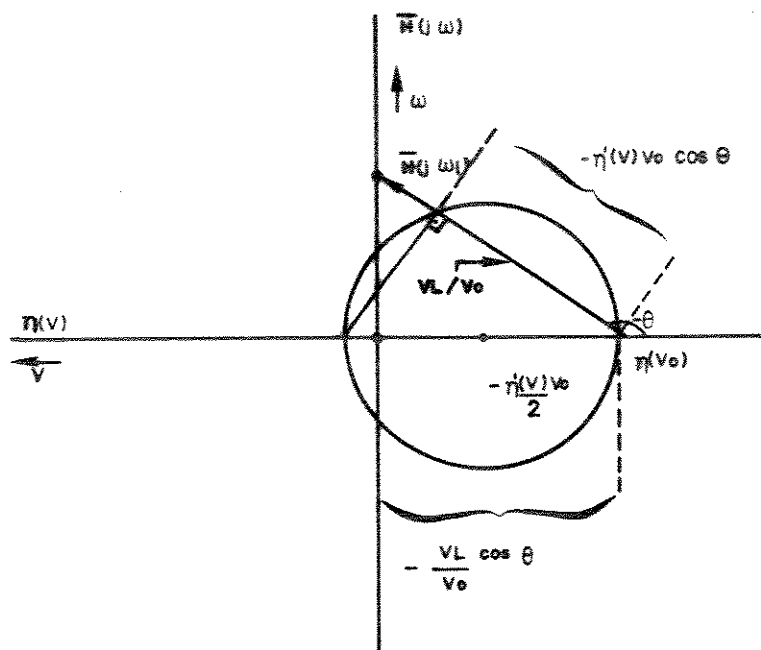


Fig. 2.8 - Idem (Fig. 2.6). Instável pela condição (2.25a)

II.4.3. RUÍDO NO OSCILADOR SINCRONIZADO

O ruído em osciladores sincronizados tem sido estudado por vários autores (23-30). Apesar disso as aproximações utilizadas quando não limitadas pelo tipo de ruído presente no sinal de sincronismo, não apresentam uma dedução familiar aos engenheiros elétricos. Nesta seção, utilizando apenas as aproximações quase-estáticas e oscilação quase-senoidal, faremos o estudo do ruído presente no oscilador sincronizado.

Para esta análise partimos da expressão (2.15) supondo que não exista nenhuma modulação de fase ou frequência ($\psi = 0$) no sinal de sincronismo. Ainda, o ruído no ponto de soma do ILO é predominantemente externo, isto é perfeitamente válido desde que, para a aplicação proposta, o sinal de sincronismo passe por um estágio de alto ganho. Como vimos na seção II.2.2, a presença do ruído no sinal de sincronismo produz na saída do oscilador um sinal modulado em frequência e em amplitude. Admitindo que estas flutuações sejam lentas comparadas com o período de oscilação, a voltagem de saída do oscilador pode ser expressa na forma

$$V(t) = \left[V_o + V_n(t) \right] \cos \left((\omega_i t + \theta_o + \varphi_n(t)) \right) \quad (2.30)$$

onde $V_n(t)$ e $\varphi_n(t)$ são respectivamente as flutuações de amplitude e de fase da saída do oscilador geradas por um ruído presente no sinal de sincronismo, $V_{ni}(t)$.

Assim, da expressão (2.18) vem

$$\begin{aligned} \text{RE} \left\{ \overline{H(j\omega)} - \eta[V_o + V_n(t)] \right\} [V_o + V_n(t)] e^{j(\omega_i t + \theta_o)} e^{j\varphi_n(t)} \\ = V_L \cos \omega_i t + V_{ni}(t) \end{aligned} \quad (2.31)$$

onde

$$\omega' = \omega_i + \dot{\varphi}_n(t) - j \frac{\dot{V}_n(t)}{|V(t)|} \quad (2.32)$$

e

ω_i = frequência do sinal de sincronismo.

Para simplicidade na notação da dedução a seguir vamos suprimir t nas variáveis $V_n(t)$, $\theta_n(t)$ e $V_{ni}(t)$.

Para um filtro passa banda dado pela equação (2.9), a expressão (2.31) pode ser colocada na forma

$$\begin{aligned} \text{RE} \left[\overline{H(j\omega)} + jK\varphi_n + \frac{V_n}{|V|} \eta(V_o + V_n) \right] (V_o + V_n) \cdot \\ (V_o + V_n) e^{j(\omega_i + \theta_o)} e^{j\varphi_n} = V_L \cos \omega_i t + V_{ni} \end{aligned} \quad (2.33)$$

onde $K = \frac{2Q}{H_o \omega_o}$

Admitindo que as flutuações máximas de φ_n e V_n sejam pequenas com relação a π e V_o respectivamente, podemos expandir em série de Taylor as funções $\eta(V_o + V_n)$ e $e^{j\varphi_n}$. Retendo apenas os termos lineares resulta:

$$\eta(V) = \eta(V_o + V_n) \simeq \eta(V_o) + \eta'(V)|_{V=V_o} \cdot V_n \quad (2.34)$$

e

$$e^{j\varphi_n} \simeq 1 + j\varphi_n \quad (2.35)$$

Novamente por simplicidade, faremos:

$$\eta'(V)|_{V=V_o} = \eta'(V) \quad (2.36)$$

A substituição de (2.34) e (2.35) em (2.33) resulta

$$\begin{aligned} & \text{Re} \left\{ \overline{H(j\omega i)} + jK\overset{\circ}{\varphi}_n + \frac{KV_n}{|V|} - \eta(V_o) - \eta'(V) \right\} \cdot \\ & (V_o + V_n) e^{j(\omega t + \theta_o)} (1 + j\varphi_n) = V_L \cos \omega t + V_{ni} \end{aligned} \quad (2.37)$$

Trabalhando apenas o membro esquerdo (ME) da expressão (2.37) temos:

$$\begin{aligned} \text{ME} &= \text{RE} \left\{ \left(\overline{H(j\omega i)} - \eta(V_o) \right) V_o e^{j(\omega t + \theta_o)} \right\} \\ &+ \text{RE} \left\{ \left(K\overset{\circ}{\varphi}_n + \frac{KV_n}{V_o} - \eta'(V) \right) V_o e^{j(\omega t + \theta_o)} \right\} \\ &+ \text{RE} \left\{ \left(\overline{H(j\omega i)} - \eta(V_o) \right) V_n e^{j(\omega t + \theta_o)} \right\} \\ &+ \text{RE} \left\{ \left(\overline{H(j\omega i)} - \eta(V_o) \right) jV_o\varphi_n e^{j(\omega t + \theta_o)} \right\} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Da condição de sincronismo temos

$$\text{RE}\left\{\left(\overline{H(j\omega_i)} - \eta(V_o)\right) V_o e^{j(\omega_i t + \theta_o)}\right\} = V_L \cos(\omega_i t) \quad (2.39)$$

e como $j = e^{j\pi/2}$

$$\text{RE}\left\{\left(\overline{H(j\omega_i)} - \eta(V_o)\right) j V_o e^{j(\omega_i t + \theta_o)}\right\} = -V_L \sin(\omega_i t) \quad (2.40)$$

e ainda

$$\begin{aligned} \text{Re}\left\{\left(jK\dot{\varphi}_n + \frac{K V_n}{V_o} - \eta'(V)\right) V_o e^{j(\omega_i t + \theta_o)}\right\} = \\ = K V_n \cos(\omega_i t + \theta_o) - \eta'(V) V_o \cos(\omega_i t + \theta_o) - \\ - K \dot{\varphi}_n V_o \sin(\omega_i t + \theta_o) \end{aligned} \quad (2.41)$$

A substituição de (2.39), (2.40) e (2.41) em (2.38) e em seguida em (2.37) resulta para pequenos sinais de sincronismo em

$$\begin{aligned} -K V_o \dot{\varphi}_n \sin(\omega_i t + \theta_o) - V_L \dot{\varphi}_n \sin(\omega_i t) + K V_n \cos(\omega_i t + \theta_o) - \\ \eta'(V) V_o V_n \cos(\omega_i t + \theta_o) = V_{ni} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Como o sinal de ruído, V_{ni} , passa por um amplificador de banda limitada, a transformada de Fourier de V_{ni} existe. Desta forma, transformando a expressão (2.42) para o domínio da frequência, temos:

$$-K V_o \left[\frac{\varphi_n(\omega - \omega_i)}{2j} e^{j\theta} j(\omega - \omega_i) - \frac{\varphi_n(\omega + \omega_i)}{2j} j(\omega + \omega_i) e^{-j\theta_o} \right] -$$

$$\begin{aligned}
& V_L \left[\frac{\varphi_n(\omega - \omega_i)}{2j} - \frac{\varphi_n(\omega + \omega_i)}{2j} \right] + K \left[V_n \frac{(\omega - \omega_i)}{2} e^{j\theta_o} j(\omega - \omega_i) + \right. \\
& \left. V_n \frac{(\omega + \omega_i)}{2} e^{-j\theta_o} j(\omega + \omega_i) \right] - \\
& \eta'(V) V_o \left\{ \frac{V_n}{2} (\omega - \omega_i) e^{j\theta_o} + \frac{V_n}{2} (\omega + \omega_i) e^{-j\theta_o} \right\} = V_{ni}(\omega)
\end{aligned} \tag{2.43}$$

Nas frequências $\omega_i + \delta\omega$ e $\omega_i - \delta\omega$ ($\delta\omega \ll \omega_i$) temos

$$\begin{aligned}
& - K V_o \left[\varphi_n(\delta\omega) \frac{1}{2} e^{j\theta_o} \delta\omega - \frac{\varphi_n(2\omega_i + \delta\omega)}{2} (j\omega_i + \delta\omega) e^{-j\theta_o} \right] - \\
& V_L \left[\frac{\varphi_n(\delta\omega)}{2j} - \frac{\varphi(2\omega_i + \delta\omega)}{2j} \right] + K \left[\frac{V_n(\delta\omega)}{2} e^{j\theta_o} j\delta\omega \right. \\
& \left. + \frac{V_n(\delta\omega)}{2} (2\omega_i + \delta\omega) e^{-j\theta_o} j(2\omega_i + \delta\omega) \right] - \\
& \eta'(V) V_o \left[\frac{V_n(\delta\omega)}{2} e^{j\theta_o} + \frac{V_n(2\omega_i + \delta\omega)}{2} e^{-j\theta} \right] = V_{ni}(\omega_i + \delta\omega)
\end{aligned} \tag{2.44}$$

$$- K V_o \left[\frac{\varphi_n(-\delta\omega)}{2} e^{j\theta_o} (-\delta\omega) - \varphi_n(2\omega_i - \delta\omega) (2\omega_i - \delta\omega) e^{-j\theta_o} \right] -$$

$$V_L \left[\frac{\varphi_n(-\delta\omega)}{2j} - \frac{\varphi(2\omega_i - \delta\omega)}{2j} \right] + K \left[\frac{V_n}{2} (-\delta\omega) e^{j\theta_o} j(-\delta\omega) + \right.$$

$$\begin{aligned}
& \frac{V_n}{2} (2\omega_i - \delta\omega) e^{-j\theta_0} j(2\omega_i - \delta\omega) \Big] - \\
& \eta'(V) V_o \left[\frac{V_n}{2} (-\delta\omega) e^{j\theta_0} + \frac{V_n}{2} (2\omega_i - \delta\omega) e^{-j\theta_0} \right] = \\
& V_{ni}(\omega_i - \delta\omega)
\end{aligned} \tag{2.45}$$

Admitindo que o filtro $H(j\omega)$ tenha uma largura de banda (-3dB) relativamente estreita de forma que somente as componentes próximas à frequência $\omega_0 \cong \omega_i$ existam na saída deste, vem

$$\varphi_n(2\omega_i \pm \delta\omega) = V_n(2\omega_i \pm \delta\omega) = 0 \tag{2.46}$$

e assim as expressões (2.44) e (2.45) simplificam para

$$\begin{aligned}
& -KV_o \frac{\varphi_n(\delta\omega)}{2} \cdot \delta\omega e^{j\theta_0} + jV_L \frac{\varphi_n(\delta\omega)}{2} + jK \frac{V_n(\delta\omega)}{2} \cdot \delta\omega e^{j\theta_0} - \\
& \eta'(V) V_o \frac{V_n(\delta\omega)}{2} e^{j\theta_0} = V_{ni}(\omega_i + \delta\omega)
\end{aligned} \tag{2.47}$$

e

$$\begin{aligned}
& KV_o \frac{\varphi_n(-\delta\omega)}{2} \cdot \delta\omega + \frac{j V_L \varphi_n(\delta\omega)}{2} - jK \frac{V_n(-\delta\omega)}{2} (-\delta\omega) e^{j\theta_0} - \\
& \eta'(V) V_o \frac{V_n(-\delta\omega)}{2} e^{j\theta_0} = V_{ni}(\omega_i - \delta\omega)
\end{aligned} \tag{2.48}$$

Multiplicando a expressão (2.47) por $e^{-j\theta_0}$ e o conjugado da expressão (2.48) por $e^{+j\theta_0}$ e em seguida realizando a soma e subtração das duas novas expressões temos

$$jV_L \varphi_n(\delta\omega) \sin\theta_0 + j\delta\omega KV_n(\delta\omega) - \eta'(V) V_o V_n(\delta\omega) =$$

$$= V_{ni}(\omega_i + \delta\omega) e^{-j\theta_o} + V_{ni}^*(\omega_i - \delta\omega) e^{j\theta_o} \quad (2.49)$$

e

$$- K V_o \varphi_n(\delta\omega) \cdot \delta\omega + jV_L \varphi_n(\delta\omega) \cos \theta_o =$$

$$V_{ni}(\omega_i + \delta\omega) e^{-j\theta_o} - V_{ni}^*(\omega_i - \delta\omega) e^{j\theta_o} \quad (2.50)$$

e assim

$$\varphi_n(\delta\omega) = \frac{V_{ni}(\omega_i + \delta\omega) e^{-j\theta_o} - V_{ni}^*(\omega_i - \delta\omega) e^{j\theta_o}}{-K V_o \cdot \delta\omega + j V_L \cos \theta_o} \quad (2.51)$$

e

$$V_n(\delta\omega) = \frac{V_{ni}(\omega_i + \delta\omega) e^{-j\theta_o} + V_{ni}^*(\omega_i - \delta\omega) e^{j\theta_o}}{j\delta\omega K - \eta'(v) V_o} -$$

$$- \frac{j V_L \sin \theta_o}{[j\delta\omega K - \eta'(V) V_o]} \cdot \frac{V_{ni}(\omega_i + \delta\omega) e^{-j\theta_o} - V_{ni}^*(\omega_i - \delta\omega) e^{j\theta_o}}{(-K V_o \delta\omega + j V_L \cos \theta_o)} \quad (2.52)$$

A densidade espectral de potência de $\varphi_n(\delta\omega)$, $[S\varphi_n(\delta\omega)]$ e de $V_n(\delta\omega)$, $[Sv_n(\delta\omega)]$ podem ser obtidas de (2.51) e (2.52) usando o fato que [31]

$$E [x(\omega_1) x^*(\omega_2)] = S_x(\omega_1) \delta(\omega_1 - \omega_2) \quad (2.53)$$

onde E indica valor médio e δ a função delta de Dirac.

Posto isto, as densidades espectrais $S\varphi_n(\delta\omega)$ e $Sv_n(\delta\omega)$ são expressas por

$$S\varphi_n(\delta\omega) = \frac{[S_{ni}(\omega_i + \delta\omega) + S_{ni}(\omega_i - \delta\omega)] / V_o^2}{K^2 \delta\omega^2 + \left(\frac{V_L}{V_o}\right)^2 \cos^2 \theta_o} \quad (2.54)$$

$$S_{Vn}(\delta\omega) = \frac{S_{ni}(\omega_i + \delta\omega) + S_{ni}(\omega_i - \delta\omega)}{K^2 \delta\omega^2 + [\eta'(V)]^2 V_{oo}^2} \cdot \frac{K^2 \delta\omega^2 + (V_L/V_{oo})^2}{K^2 \delta\omega^2 + \left(\frac{V_L}{V_{oo}}\right)^2 \cos^2 \theta_o} \quad (2.55)$$

Supondo que a densidade espectral de potência do ruído apresente uma simetria em torno de $\omega_i \approx \omega_o$, e substituindo o valor de K vem

$$S_{\varphi n}(\delta\omega) = \frac{H_o^2 S_{ni}(\omega_i + \delta\omega) / 2 V_{oo}^2}{\frac{Q^2}{\omega_o^2} (\delta\omega)^2 + \left(\frac{H_o V_L}{2 V_{oo}}\right)^2 \cos^2 \theta_o} \quad (2.56)$$

e

$$S_{Vn}(\delta\omega) = \frac{H_o^2 S_{ni}(\omega_i + \delta\omega) / 2}{\frac{Q^2}{\omega_o^2} (\delta\omega)^2 + \left(\frac{\eta'(V) V_{oo}}{2}\right)^2} \cdot \frac{Q^2 / \omega_o^2 \cdot \delta\omega^2 + \left(\frac{V_L}{2 V_{oo}}\right)^2}{\frac{Q^2}{\omega_o^2} \delta\omega^2 + \left(\frac{H_o V_L}{2 V_{oo}}\right)^2 \cos^2 \theta_o} \quad (2.57)$$

As expressões (2.56) e (2.57) são resultados similares àqueles obtidos por Kurokawa [30]. Estas expressões mostram que o ruído de fase ("phase noise") diminui com o aumento da potência do sinal de sincronismo. E ainda, as flutuações na amplitude do sinal de saída do oscilador são praticamente insensíveis à potência do sinal de sincronismo, para $\cos \theta_o = 0$.

Fazendo $V_L = 0$ nas expressões (2.56) e (2.57) e ainda, supondo o oscilador linear [$\eta'(V) = 0$], as densidades espectrais de potências, $S_{\varphi n}(\delta\omega)_{\text{linear}}$ e $S_{Vn}(\delta\omega)_{\text{linear}}$, tornam-se

$$V_{o0}^2 S_{\varphi n}(\delta\omega)_{\text{linear}} = \frac{H_o^2 S_{ni}(\omega_i + \delta\omega)/2}{\frac{Q^2}{\omega_o^2} (\delta\omega)^2} \quad (2.58)$$

$$S_{Vn}(\delta\omega)_{\text{linear}} = \frac{H_o^2 S_{ni}(\omega_i + \delta\omega)/2}{\frac{Q^2}{\omega_o^2} (\delta\omega)^2} \quad (2.59)$$

Estes são resultados conhecidos na teoria linear de osciladores, que afirma que a metade da potência de ruído no oscilador está relacionada com as variações na amplitude e a outra metade relacionada com a fase. A expressão (2.56) mostra ainda que a redução do ruído de fase é máxima, para um dado valor de V_L , no centro da banda de sincronismo ($\cos\theta_o = 1$).

A densidade espectral de potência das variações de frequência do oscilador, $S\Delta f(\delta\omega)$, pode ser calculada usando o fato de que

$$\Delta f = \dot{\varphi}_n \longleftrightarrow S\Delta f(\omega) = (\omega)^2 S_{\varphi}(\omega) \quad (2.60)$$

Assim

$$S\Delta f(\delta\omega) = \frac{H_o^2 (\delta\omega)^2 \left[S_{ni}(\omega_i + \delta\omega) \right] / 2 V_{o0}^2}{\frac{Q^2}{\omega_o^2} (\delta\omega)^2 + \left(\frac{H_o V_L}{2 V_{o0}} \right)^2 \cos^2 \theta_o} \quad (2.61)$$

Definindo o fator de supressão de ruído FM, FSFM, a quantidade

$$FSFM(\delta\omega) = \frac{H_o^2 (\delta\omega)^2 / 2 V_{o0}^2}{\frac{Q^2}{\omega_o^2} (\delta\omega)^2 + \left(\frac{H_o V_L}{2 V_{o0}} \right)^2 \cos^2 \theta_o} \quad (2.62)$$

temos que (2.61) pode ser expressa na forma

$$S\Delta f(\delta\omega) = FSFM(\delta\omega) S_{ni}(\omega_i + \delta\omega) \quad (2.63)$$

Um gráfico de $FSFM(\delta\omega)$ em função da frequência normalizada $\delta\omega Q/H_0\omega_0$ para vários valores de V_L/V_{00} é mostrado na figura 2.9

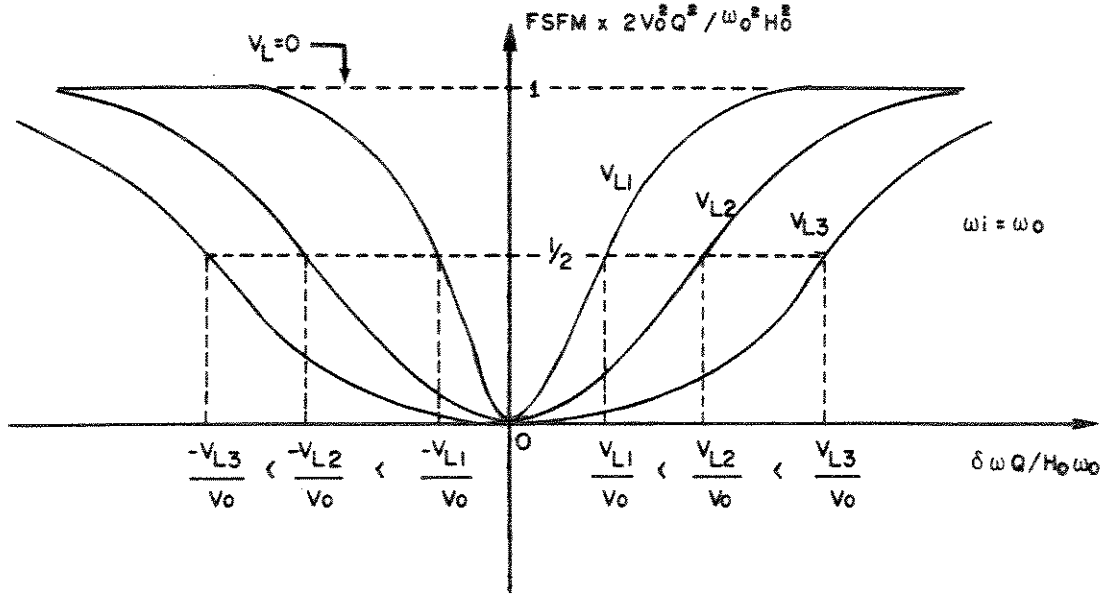


Fig. 2.9 - $FSFM$ em função da frequência.

Admitindo que a densidade espectral de potência no ruído seja constante no intervalo $\omega_i - \omega_{LP}$ à $\omega_i + \omega_{LP}$, o valor eficaz do desvio de frequência em Hz é dado por

$$\Delta F_{rms} = \frac{1}{2\pi} S_{ni}(\omega_i)^{1/2} \left[\int_{-\omega_{LP}}^{\omega_{LP}} FSFM.d(\delta\omega) \right]^{1/2} \quad (2.64)$$

Definindo a integral sob o colchete de fator de supressão de potência de ruído, $FSPR$, e realizando a integração vem

$$FSPR(\omega_{LP}, \theta_0) = \frac{H_0^2 \omega_0^2}{Q^2 / V_{00}^2} \left[\omega_{LP} - \frac{V_L}{V_{00}} \frac{H_0 \omega_0}{2Q} \cos \theta_0 \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\omega_{LP}}{\frac{V_L}{V_{00}} \frac{H_0 \omega_0}{2Q} \cos \theta_0} \right) \right] \quad (2.65)$$

Na frequência de livre oscilação $\left(\theta_0 = 0 \right)$; $FSPR(\omega_{LP}, \theta_0)$ torna-se

$$FSPR(\omega_{LP}) = \frac{H_o^2 \omega_o^2}{Q^2 V_{oo}^2} \left[\omega_{LP} - \frac{V_L H_o \omega_o}{2Q V_{oo}} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\omega_{LP}}{\frac{V_L H_o \omega_o}{2Q V_{oo}}} \right) \right] \quad (2.66)$$

É fácil verificar que quando $\frac{V_L}{V_{oo}} \frac{H_o \omega_o}{2Q} \gg \omega_{LP}$, $FSPR(\omega_{LP}) \rightarrow 0$; O $FSPR(\omega_{LP})$ exprime a redução na quantidade de ruído presente na saída do oscilador, em função da intensidade do sinal de sincronismo.

II.4.4. RESPOSTA DO ILO A SINAIS FM.

Vamos supor agora que o sinal de sincronismo é modulado em frequência. Desta forma.

$$V_L(t) = V_L \cos \left(\omega t + \psi(t) \right) \quad (2.67)$$

onde

$$\psi(t) = K \int_0^t f(\xi) d\xi = \text{modulação em frequência}$$

Admitindo novamente injeção de pequenos sinais, da equação (2.23) temos

$$\theta = -\Delta\omega L - \frac{H_o \omega_o}{2Q V_{oo}} V_L \sin(\theta - \psi) \quad (2.68)$$

Se as flutuações de ψ forem lentas comparadas a um período de oscilação, então

$$\theta - \psi = \theta_0 + \Delta\theta \quad (2.69)$$

onde $\Delta\theta$ é esperado pequeno com relação a θ_0 .

Substituindo (2.68) em (2.66) vem

$$\dot{\Delta\theta} = -\Delta\omega_L - \frac{\omega_o H_o V_L}{2QV_{oo}} \left[\sin(\theta_o + \Delta\theta) \right] - \dot{\psi} \quad (2.70)$$

Expandindo $\sin(\theta_o + \Delta\theta)$ e usando a condição de sincronismo (2.28) temos:

$$\dot{\Delta\theta} = -\frac{\omega_o H_o V_L}{2QV_{oo}} \cos\theta_o \Delta\theta - \dot{\psi} \quad (2.71)$$

No domínio da frequência temos

$$\Delta\theta(\omega) = \frac{-j\omega \psi(\omega)}{j\omega + \frac{\omega_o H_o V_L}{2QV_{oo}} \cos\theta_o} \quad (2.72)$$

As flutuações da fase do oscilador podem ser agora obtidas:

$$\theta - \theta_o = \psi(\omega) + \Delta\theta(\omega) = \frac{\frac{\omega_o H_o V_L}{2QV_{oo}} \cos\theta_o}{j\omega + \frac{\omega_o H_o V_L}{2QV_{oo}} \cos\theta_o} \psi(\omega) \quad (2.73)$$

É fácil mostrar que a flutuação de frequência do oscilador, para um sinal modulado em frequência, é dada por

$$\nabla\omega(\omega) = \frac{\frac{\omega_o H_o V_L}{2QV_{oo}} \cos\theta_o}{j\omega + \frac{\omega_o H_o V_L}{2QV_{oo}} \cos\theta_o} K f(\omega) \quad (2.74)$$

para $\int_{-\infty}^{\infty} f(t) dt = \overline{f(t)} = 0$

As equações (2.73) e (2.74) mostram que a fase e a frequência do oscilador seguem a fase e a frequência do sinal de sincronismo através de um filtro passa baixa com simples polo em $\omega_0 H_0 V_L \cos \theta_0 / 2QV_{00}$. Isto indica que para a conversão de sinais PM ou FM, a máxima frequência de modulação, ω_M , deve satisfazer à igualdade seguinte no centro da banda de sincronismo:

$$\omega_M < \frac{\omega_0 H_0 V_L}{2QV_{00}} \quad (2.75)$$

II.5. SIMULAÇÃO DE UM ILO COM NÃO LINEARIDADE DO TIPO TANGENTE HIPERBÓLICA

Nesta seção nós faremos a simulação do sistema de equações dinâmicas de um ILO quando a não linearidade do elemento ativo do oscilador é de um par diferencial, e o filtro possui uma função de transferência dada pela equação (2.9). Desta forma

$$N(V) = \frac{RI_0}{2} \tanh \frac{V}{2V_T} \quad (2.76)$$

e

$$H(j\omega) = H_0(1 + j\Omega)^{-1}$$

onde R é a carga (saída simples) e, I_0 a corrente de polarização do par diferencial.

A função descrevente do elemento não linear é dada por

$$\begin{aligned} \eta(V) &= \frac{1}{\pi V} \int_0^{2\pi} N(V \sin \xi) \sin \xi d\xi = \\ &= \frac{1}{\pi V} \int_0^{2\pi} \frac{RI_0}{2} \tanh \left(\frac{V \sin \xi}{2V_T} \right) \sin \xi d\xi \end{aligned} \quad (2.77)$$

A integral anterior não possui uma solução analítica (valores disponíveis em tabela), de maneira que utilizaremos a aproximação que se segue:

$$\eta(V) \approx g \frac{a}{b + V/V_T} \quad \text{para } 2V_T < V < 10 V_T \quad (2.78)$$

onde

$$g = \frac{R I_O}{4 V_T}$$

$$a = 2,93$$

$$b = 1,73$$

O ganho de malha (para pequenos sinais) do oscilador na frequência ω_o é dado por

$$G = g.H_o \quad (2.79)$$

Para que as condições E.U.E. sejam satisfeitas,

$$g.H_o > 1 \quad (2.80)$$

Como será visto no capítulo 3, $G = 2$.

Desta forma, as equações dinâmicas são ($\psi = 0$):

$$\dot{V}_o = - \frac{\omega_o}{2Q} \left[\left(1 - \frac{g H_o a}{b + V_o/V_T} \right) V_o - H_o V_L \cos \theta_o \right] \quad (2.81)$$

$$\dot{\theta}_o = -\Delta\omega_L - \frac{H_o \omega_o}{2Q} \frac{V_L}{V_o} \sin \theta_o \quad (2.82)$$

Normalizando V_o e V_L com relação a V_T e definindo

$$X_o \equiv \frac{V_o}{V_T} \quad \rho \equiv \frac{V_L}{V_T}$$

$$\delta \equiv \frac{2Q\Delta\omega L}{\omega_{oo}} \quad \tau \equiv \frac{\omega_o t}{2Q} \quad D \equiv \frac{d}{d\tau} \quad (2.83)$$

as equações dinâmicas tomam as formas:

$$DX_o = -X_o + \frac{2a}{b + X_o} X_o + H_o \rho \cos \theta_o \quad (2.84)$$

$$D\theta_o = \delta - \frac{H_o \rho}{X_o} \sin \theta_o \quad (2.85)$$

Utilizando um programa de simulação de equações diferenciais ("Phaser") obtivemos o comportamento do ILO sob várias condições. As figuras 2.10 à 2.14 mostram este resultados. O valor de H_o utilizado foi de 0,59 que é o fator de perda por inserção do filtro cerâmico utilizado para a implementação do futuro demodulador.

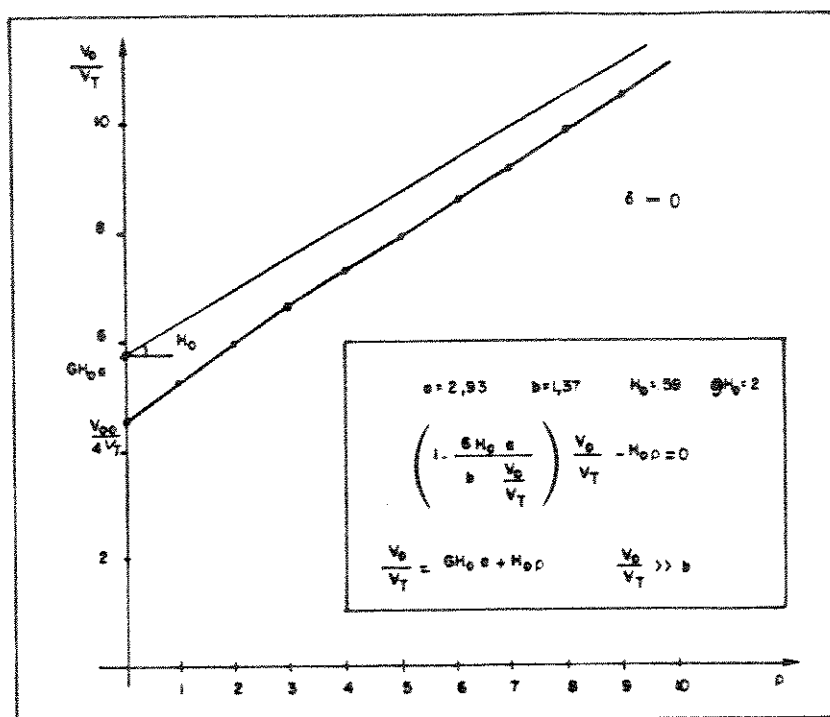


Fig. 2.10 - Dependência da amplitude de oscilação com a amplitude do sinal de sincronismo.

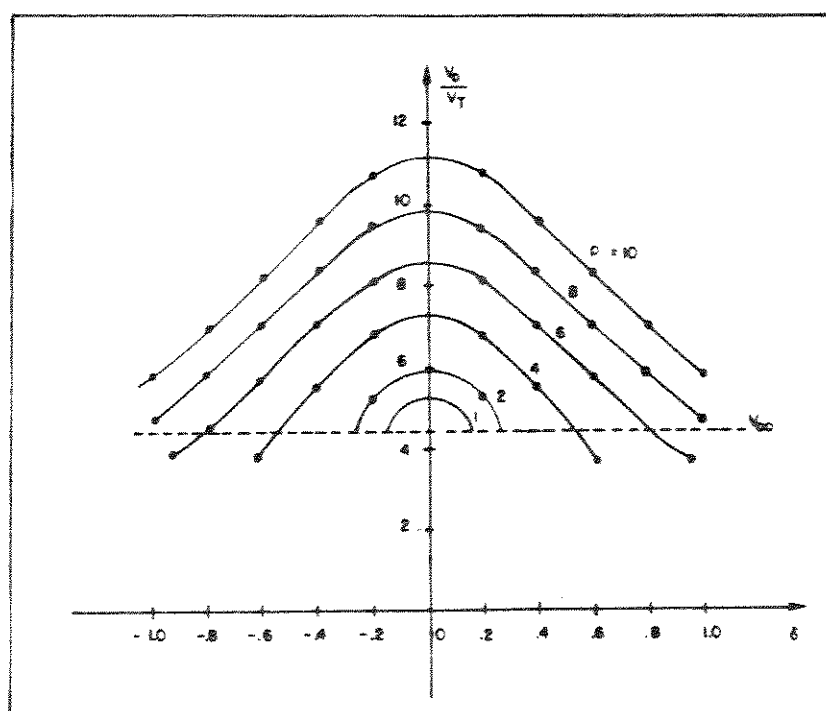


Fig. 2.11 - Dependência da amplitude de oscilação em função da frequência "off-set".

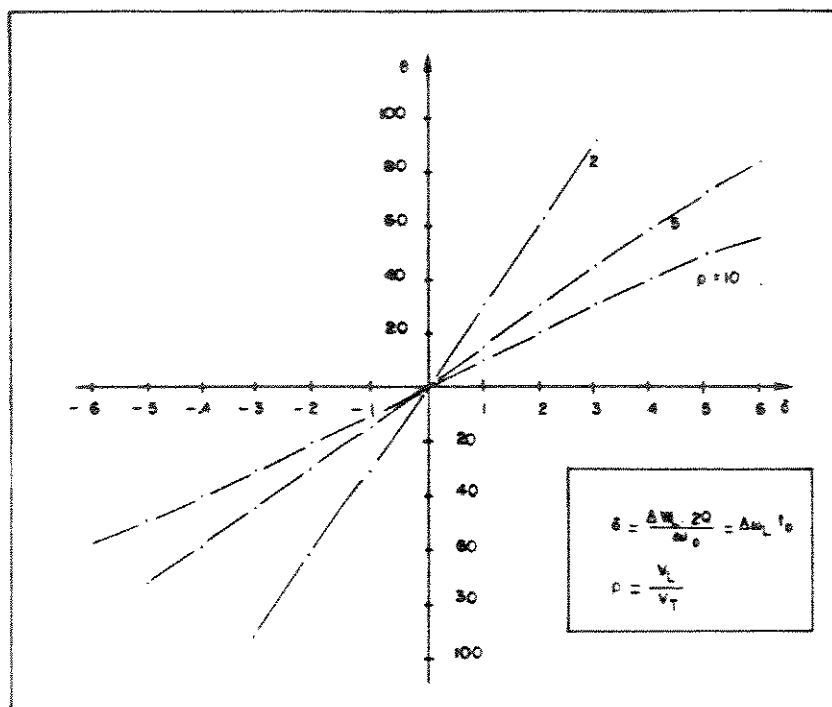


Fig. 2.12 - Dependência da diferença de fase entre o sinal do oscilador e o sinal de sincronismo em função da frequência "off-set".

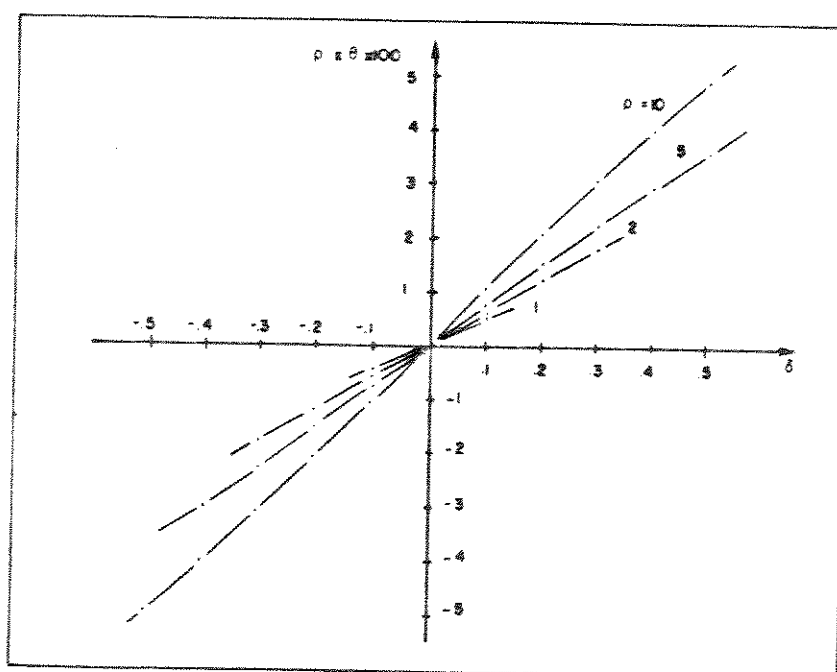
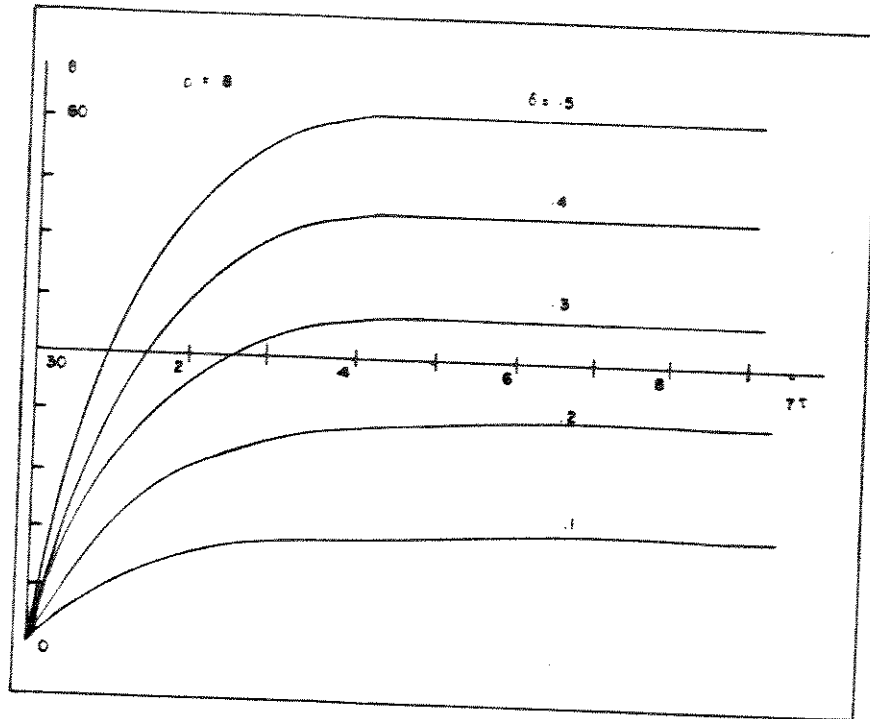
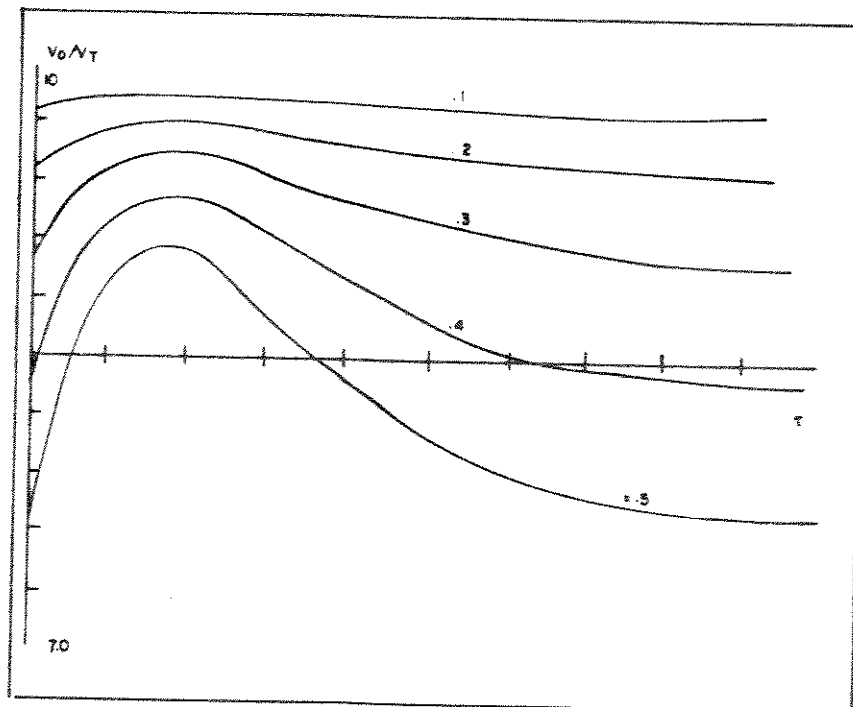


Fig. 2.13 - Dependência do produto $\rho x \theta$ em função da frequência "off-set".

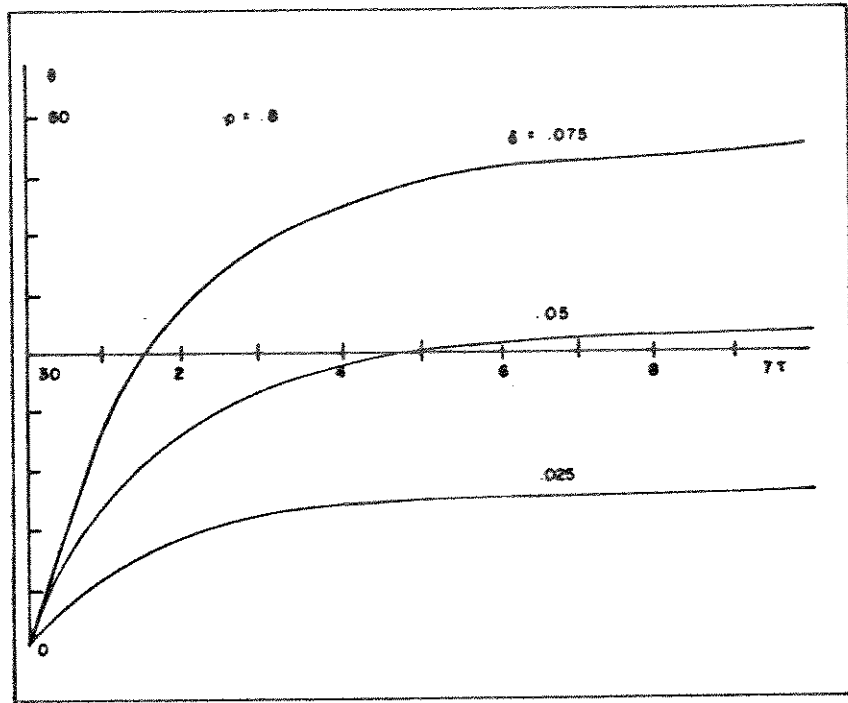


a)

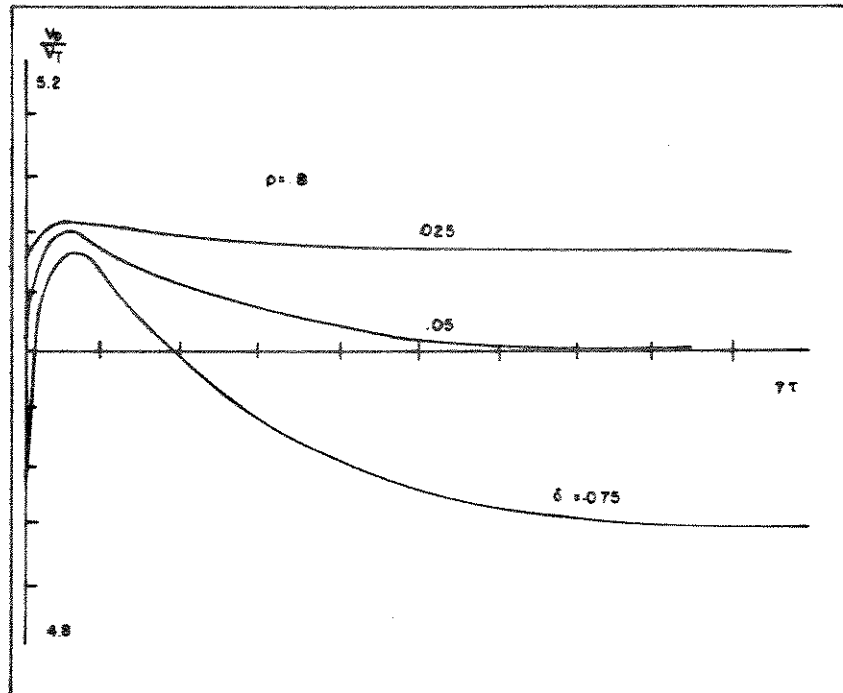


b)

Fig. 2.14 - Tempos de resposta para um degrau δ de frequência
($\rho = 8$) a) fase b) amplitude.



a)



b)

Fig. 2.15 - Tempo de resposta para um degrau δ de frequência ($\rho = 0.8$) a) fase b) amplitude.

Como pode ser observado na figura 2.10, a amplitude de oscilação varia de forma significativa com a intensidade do sinal de sincronismo, e aumenta assintoticamente com a reta $GH_{oa} + H_{op}$. Para valores de $V_L \leq 4,5 V_T = V_{oo}$, a amplitude de oscilação pode ser aproximada pela expressão

$$V_o \approx V_{oo} + 0,7 V_L \quad (2.37)$$

Esta forte dependência da amplitude de oscilação com a amplitude do sinal de sincronismo degrada tanto a rejeição AM (como será visto no capítulo III), como o desempenho da razão sinal/ruído (conforme o Apêndice I) do demodulador proposto.

A figura 2.11 mostra a dependência da amplitude de oscilação com a frequência "off-set" para vários valores do sinal de sincronismo. Aqui, a variação da amplitude com a frequência piora a linearidade da diferença de fase entre o sinal de sincronismo e o sinal de saída do ILO, como é observado na figura 2.12. Notemos que o efeito é mais pronunciado para maiores valores de V_L .

É bom lembrar que a derivada de θ é igual ao "delay time" do ILO. Assim, se o produto $\rho x \theta$ for constante para um certo valor da frequência "off-set", este seria uma ótima implementação como linha de atraso em um demodulador utilizando a técnica de diferenciação em "delay time" (conforme capítulo I).

A figura 2.13 mostra o produto $\rho x \theta$ em função da frequência "off-set" para vários valores de ρ . Nós observamos que o produto $\rho x \theta$ aumenta com ρ . Isto é causado pela variação da amplitude da saída do ILO. No Apêndice II apresentamos uma nova configuração de um ILO onde o produto $\rho x \theta$ é praticamente constante.

As figuras 2.14 à 2.15 mostram a resposta da fase e amplitude da saída do ILO a um degrau de frequência do sinal de sincronismo. Estes gráficos mostram que o tempo de resposta da fase é proporcional a ρ . Já o tempo de resposta da amplitude não é uma forte função de ρ , mas depende do valor do "degrau" (δ).

O conteúdo deste capítulo fornece as principais ferramentas para o projeto de um demodulador utilizando o fenômeno de "injection locking" do ILO.

A seguir passaremos para a descrição da técnica proposta e projeto do demodulador integrado.

CAPÍTULO III

PROJETO DO DEMODULADOR DE FREQUÊNCIA

III.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, com o uso do ferramental de análise desenvolvido nos capítulos I e II, mais as especificações e características do sistema, projetaremos o nosso demodulador, cuja técnica e desempenho serão descritos adiante.

III.2 DESCRIÇÃO DA TÉCNICA

A figura (3.1) mostra, em diagrama de blocos, a técnica de demodulação proposta, utilizando o fenômeno de "Injection Locking"; a configuração utilizada é basicamente, a mesma do demodulador com atraso de tempo e detecção síncrona; só que agora a malha de atraso é implementada com um ILO. Os elementos necessários para implementação desta técnica consistem de um ILO, um filtro de Hilbert, um limitador de tensão, um multiplicador de tensões e um filtro passa baixas. Na prática, um filtro passa tudo, com um deslocamento de fase de 90° na frequência de livre oscilação do ILO, substitui o filtro de Hilbert. Além disso, o multiplicador é substituído por um modulador balanceado. O amplificador A1 é necessário para aumentar a sensibilidade do demodulador. O amplificador A2 fornece um ganho de tensão adicional e limita o valor do sinal do sincronismo a um nível adequado.

Faremos a análise do demodulador para duas condições: 1) o sinal de sincronismo é pequeno, de modo que os resultados da análise de pequenos sinais do ILO são válidos e, além disso, a entrada 1 (entrada do sinal modulante) do modulador balanceado e o amplificador A2 são lineares; 2) a amplitude do sincronismo é comparável à amplitude de oscilação e a entrada 1 do modulador balanceado e do amplificador A2 estão saturadas.

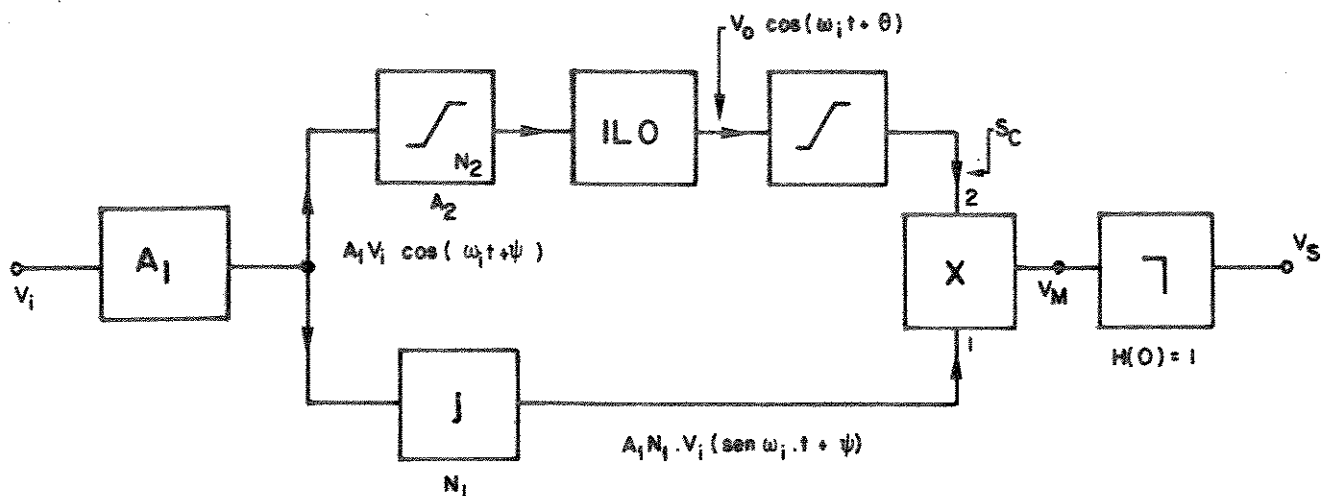


Fig. 3.1 - Diagrama de blocos do demodulador proposto.

III.2.1 ANÁLISE DE PEQUENOS SINAIS

III.2.1.1 - CARACTERÍSTICA DE CONVERSÃO

Nesta análise vamos supor que a frequência do sinal de sincronismo é igual à frequência de livre oscilação do ILO. Da figura 3.1 temos

$$V_M(t) = A_1 N_1 \cdot V_i [\sin(\omega_o + \psi)] K S_C \quad (3.1)$$

onde A_1 é ganho do amplificador de entrada, N_1 é o ganho do filtro passa tudo, K o ganho de pequenos sinais do modulador balanceado e S_C a saída limitada do ILO. Se o modulador balanceado for implementado sem resistor de degeneração de emissor na entrada 1, com saída simples e carga RL , e ainda supondo $|S_C| \gg V_T$, então

$$K = gmRL = \frac{I_o RL}{4V_T} \quad (3.2)$$

$$S_C = S_C(t) = \sum_{N=1,3,5,\dots} A_N \cos(N\omega_o t + \theta) \quad (3.3)$$

$$A_N = \frac{\sin(N\pi/2)}{N\pi/4} \quad (3.4)$$

onde I_0 é a corrente de polarização do modulador balanceado.

Desta forma, $V_M(t)$ é dado por

$$V_M(t) = \frac{N_1 I_0 R_L}{4 V_T} V_L \left[\sin(\omega_0 t + \psi) \right] \cdot \left[\sum_N A_N \cos(N\omega_0 t + \theta) \right] \quad (3.5)$$

Após o filtro passa baixa teremos

$$V_s(t) = - \frac{N_1 I_0 R_L}{2\pi V_T} \cdot V_L \sin(\theta - \psi) \quad (3.6)$$

Substituindo a equação dinâmica do ILO (2.23) em (3.6) vem

$$V_s(t) = \frac{N_1 I_0 R_L}{\pi N_2 V_T} \frac{Q V_{oo}}{H_0 \omega_0} \ddot{\theta}(t) \quad (3.7)$$

onde N_2 é o ganho para pequeno sinal do amplificador A_2 .

No domínio da frequência, temos

$$V_s(\omega) = G \Delta \omega_p \cdot j\omega \theta(\omega) \quad (3.8)$$

onde $\Delta \omega_p = \frac{N_1 I_0 R_L}{\pi N_2 V_T} \frac{Q V_{oo}}{H_0 \omega_0}$, o que definiremos como ganho por desvio para pequenos sinais do demodulador.

Como $\psi(\omega) = \frac{\Delta \omega}{j\omega} f(\omega)$ para $\overline{f(t)} = 0$, da substituição de (2.73) em (3.8) resulta

$$V_S(\omega) = G\Delta\omega_p \cdot \frac{H_0\omega_0 AV_1/2QV_{oo} \Delta\omega}{j\omega + \frac{H_0\omega_0}{2Q} \cdot \frac{AV_1}{V_{oo}}} f(\omega) \quad (3.9)$$

onde $A = A_1.N_2$ é o ganho total do sinal de sincronismo.

A expressão (3.9) mostra que o sinal de saída do demodulador "vê" o sinal de informação através de um filtro passa baixa com um simples pólo em $H_0\omega_0 AV_1/2QV_{oo}$. Além disso, nesta análise de pequenos sinais, a saída é insensível à modulação de amplitude do sinal de entrada.

Neste instante, é importante definir a sensibilidade do demodulador. Como foi visto acima, para uma dada banda de frequência do sinal de informação existe um V_i tal que na saída ocorre uma atenuação ($\leq 3\text{dB}$). Esta condição é expressa na forma da relação

$$V_i \geq \frac{2Q}{H_0\omega_0} \cdot \frac{V_{oo}}{A} \omega_M \quad (3.10)$$

onde ω_M é a máxima frequência do sinal de informação.

Por outro lado, a condição de sincronismo impõe

$$\Delta\omega = \beta\omega_M \leq \frac{\Delta\omega_L}{2} = \frac{H_0\omega_0 AV_1}{2Q V_{oo}} \quad (3.11)$$

e assim

$$V_i \geq \beta \frac{2Q}{H_0\omega_0} \cdot \frac{V_{oo}}{A} \omega_M \quad (3.12)$$

Como $\beta > 1$, para melhor desempenho, como será visto adiante, a condição (3.12) predomina.

Definimos sensibilidade S , como o menor valor de V_i que satisfaz a condição (3.12), isto é

$$S = \beta \frac{2Q}{H_0 \omega_0} \frac{V_{00}}{A} \omega_M \quad (3.13a)$$

ou

$$S = D \frac{2Q}{H_0} \frac{V_{00}}{A} \quad (3.13b)$$

Para $V_i > S$ a saída do demodulador é dada por

$$V_s(t) = G_{\Delta\omega} \Delta\omega f(t) \quad (3.14)$$

A expressão (3.14) mostra que a característica de conversão para pequenos sinais do demodulador é linear com a frequência e insensível à modulação de amplitude do sinal de sincronismo (portadora).

III.2.1.2 DESEMPENHO - RAZÃO SINAL/RUÍDO

Para avaliar o desempenho do demodulador em termos da razão sinal/ruído, vamos admitir que a potência do ruído na saída do demodulador é independente da presença de sinal FM. Isto é válido desde que a razão sinal/ruído do sinal de entrada seja elevada [33,34]. Desta forma fazemos $\psi = 0$ no sinal de sincronismo, e calcularemos o ruído na saída do demodulador devido a um ruído adicionado ao sinal de entrada. Como somente as componentes de frequência do ruído no intervalo $\omega_{LP} - \omega_0$ à $\omega_{LP} + \omega_0$ ($\omega_0 \gg \omega_{LP}$) contribuem para a potência do ruído de saída, é perfeitamente válido supor que o ruído na entrada do demodulador V_{ni} , é de banda estreita, o qual pode ser expresso por

$$V_{ni} = n_c \cos \omega_0 t - n_s \sin \omega_0 t \quad (3.15)$$

onde n_c e n_s são ruídos de baixa frequência. As suas densidades espectral de potência são dadas por

$$S_{nc}(\omega) = S_{ns}(\omega) = S_{ni}(\omega - \omega_0) + S_{ni}(\omega + \omega_0) \quad |\omega| < \omega_{LP} \quad (3.16)$$

$$S_{nc}(\omega) = S_{ns}(\omega) = 0 \quad |\omega| > \omega_{LP}$$

O sinal de entrada (sinal de sincronismo + ruído) pode ser expresso na forma

$$V_i \cos \omega_0 t + V_{ni}(t) = V_{in}(t) \cos[\omega_0 t + \theta_n(t)] \quad (3.17)$$

onde

$$V_{in}(t) = \left[(V_i + n_c)^2 + n_s^2 \right]^{1/2} \quad (3.18)$$

$$\theta_n(t) = \text{tg}^{-1} \left(\frac{n_s}{V_i + n_i} \right) \quad (3.19)$$

Na saída do modulador balanceado, teremos

$$V_M(t) = \frac{A_1 N_1 I_o R_L}{4 V_T} \left[V_{in} \sin(\omega_0 t + \theta_n) \right] \sum_{N=1, 2, 3, \dots} A_N \cos(N\omega_0 t + \varphi_n) \quad (3.20)$$

onde φ_n é o ruído de fase na saída do ILO, devido a V_{ni} .

Se V_{in} é de banda estreita centrada em ω_0 na saída do filtro passa baixa, teremos

$$V_{Sn}(t) = \frac{-A_1 N_1}{2\pi} \cdot \frac{I_o R_L}{V_T} V_{in} \sin(\varphi_n - \theta_n) \quad (3.21)$$

Substituindo a equação dinâmica do ILO (2.23) em (3.21) resulta (note que $V_L = A_1 N_2 V_{in}$)

$$V_{Sn}(t) = \frac{1}{\pi} \frac{N_1 I_o R_L Q}{N_2 V_T H_o} \frac{V_{o0}}{\omega_0} \cdot \dot{\varphi}_n = G \Delta \omega_p \dot{\varphi}_n \quad (3.22)$$

e no domínio da frequência, vem

$$V_{Sn}(\omega) = G\Delta\omega_p j\omega \varphi_n(\omega) \quad (3.23)$$

Substituindo $\varphi_n(\omega)$ da equação (2.51) com $\theta_o = 0, V_L \rightarrow N_2 V_L = A V_i$, $K = 2Q/H_o\omega_o$, e $\omega = \omega_o$ em (3.23), resulta

$$V_{Sn}(\omega) = G\Delta\omega_p \cdot \frac{j\omega A [V_{ni}(\omega_o + \omega) - V_{ni}(\omega - \omega_o)]}{-\frac{2QV_o}{H_o\omega_o} \omega + j A V_i} \quad (3.24)$$

Com o uso de 2.53, a densidade espectral de potência de ruído na saída do demodulador, S_{Sn} pode ser calculada, resultando

$$S_{Sn}(\omega) = A^2 G\Delta\omega_p \cdot \text{FSFM}(\omega) \left(\frac{S_{ni}(\omega_o + \omega) + S_{ni}(\omega - \omega_o)}{2} \right) \quad (3.25)$$

Se a densidade de potência de ruído for constante para $|\omega| < \omega_{LP}$ e igual a $\eta_o/2$, então a potência de ruído na saída N_o , será dada por

$$N_o = \overline{V_{Sn}^2(t)} = A^2 \frac{G\Delta\omega_p^2}{4\pi} \eta_o \cdot \text{FSPR}(\omega_{LP}) \quad (3.26)$$

A potência do sinal na saída, S_o é prontamente calculada, (supondo $V_i \geq S$) de (3.14); assim,

$$S_o = G\Delta\omega_p^2 \overline{\Delta\omega^2 f^2(t)} \quad (3.27)$$

Como é sabido na literatura [35] um demodulador ideal apresenta um melhor desempenho para sinais FM de banda larga ($\beta \gg 1$). Na análise que segue admitimos que $\beta > 1$.

Antes de iniciarmos nossa análise, proporemos duas definições, à saber:

a) potência do ruído na saída do demodulador em silêncio, N_{oo} , ou simplesmente, silêncio - expressa a quantidade de ruído na saída do demodulador na ausência de sinal ($V_i = 0$), e é dada por

$$N_{oo} = N_o \left|_{V_i=0} = \frac{A^2 G^2 \Delta \omega_P \eta_o}{4\pi} \text{FSPR}(\omega_{LP}) \right|_{V_i=0} \quad (3.28)$$

b) razão sinal/ruído - expressa a potência de ruído em relação à potência de sinal, e é dada por

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_o}{N_o} (V_i > S) \quad (3.29)$$

c) figura de mérito do demodulador expressa o ganho do demodulador em termos de ruído, e é dada por

$$F = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \left|_{V_i>S} \quad (3.30)$$

onde S_i/N_i é a razão sinal ruído do sinal de entrada.

Antes de encontrarmos as expressões para cada uma das quantidades definidas acima, vamos expressar $\text{FSPR}(\omega_{LP})$ em termos de β e S .

Com o uso de (3.13a) a expressão (2.65) pode ser reescrita na forma

$$\text{FSPR}(\omega_{LP}) = \frac{H_o^2 \omega_o^2 \omega_{LP}}{V_{oo}^2} \left(1 - \beta \frac{V_i}{S} \text{tg}^{-1} \frac{S}{\beta V_i} \right) \quad (3.31)$$

Assim

$$N_o = \frac{A^2 G \Delta \omega_p^2}{4\pi} \frac{\eta_o}{V_{oo}^2} \frac{H_o^2 \omega_o^2}{Q^2} \omega_{Lp} \left(1 - \frac{\beta V_i}{S} \operatorname{tg}^{-1} \frac{S}{\beta V_i} \right) \quad (3.32)$$

Como

$$\left(1 - \frac{\beta V_i}{S} \operatorname{tg}^{-1} \frac{S}{\beta V_i} \right) \Big|_{V_i=0} = 1 \quad (3.33)$$

então

$$N_{oo} = \frac{A^2 G \Delta \omega_p^2}{4\pi} \frac{\eta_o}{V_{oo}^2} \frac{H_o^2 \omega_o^2}{Q^2} \omega_{Lp} \quad (3.34)$$

ou, referenciado a S_o , temos

$$\frac{N_{oo}}{S_o} = \frac{A^2 H_o^2 \omega_o^2}{2\pi \beta^2 V_{oo}^2 Q^2} \frac{\eta_o}{\omega_{Lp}} = \frac{2\eta_o}{\pi S^2} \omega_{Lp} \quad (3.35)$$

De (3.27) e (3.32) temos

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{2\pi \beta^2 V_{oo}^2 Q^2 \omega_{Lp}}{A^2 H_o^2 \omega_o^2 \eta_o} \frac{1}{\left(1 - \frac{\beta V_i}{S} \operatorname{tg}^{-1} \frac{S}{\beta V_i} \right)} \quad (3.36)$$

A figura 3.2 mostra um gráfico de S_o/N_o normalizado com $S_o/N_{oo}(\beta=1) = K$, em função de $\beta V_i/S$ para vários valores de β .

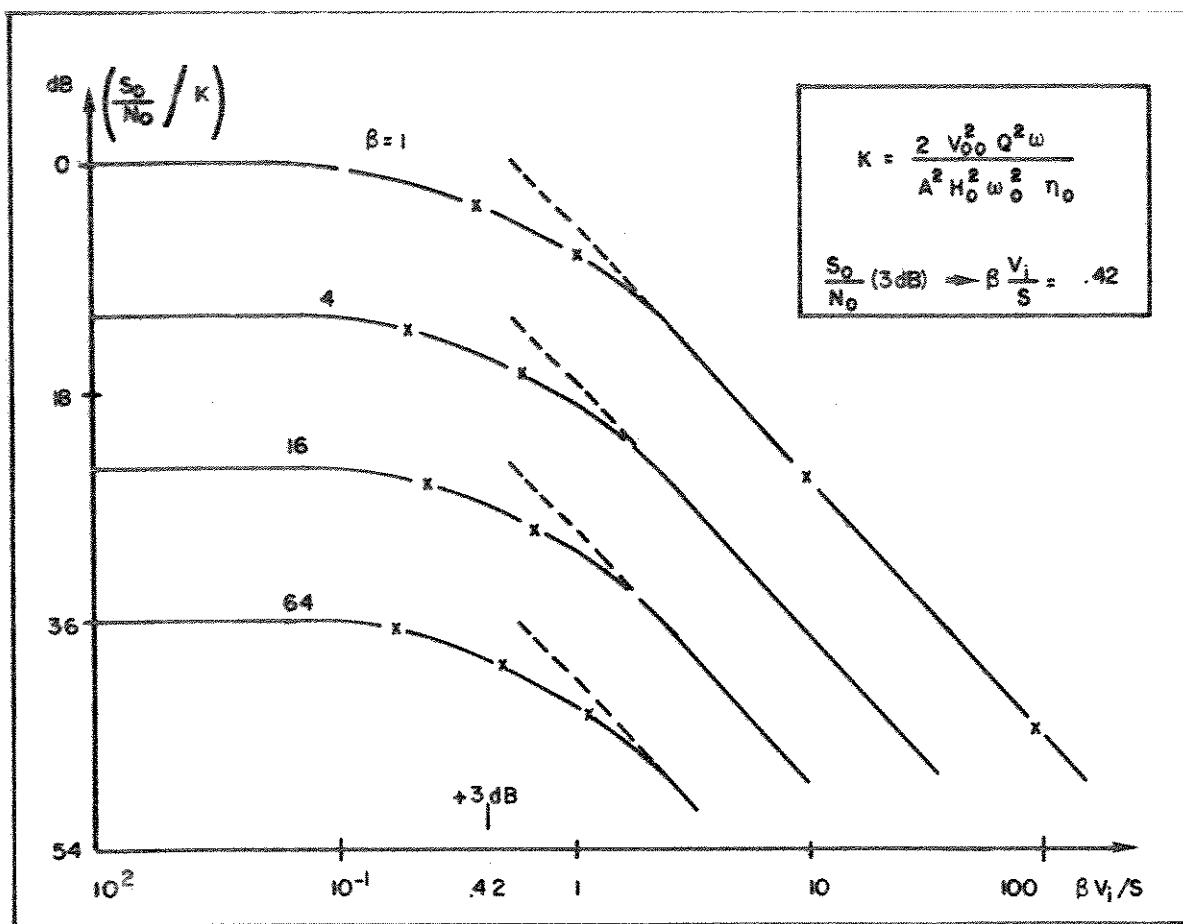


Fig. 3.2 - Razão sinal ruído em função da intensidade do sinal de entrada.

Podemos extrair algumas informações da figura 3.2. 1) a potência do ruído na saída do demodulador é inversamente proporcional a β ; 2) a partir do ponto correspondente a $\beta V_i/S \approx 0,42$ (-3dB) a potência do ruído decresce de forma assintótica com inclinação igual a -20dB / década; 3) a sensibilidade de acordo com a expressão 3.13a é inversamente proporcional a β (menor valor de S , maior sensibilidade) de maneira que o produto $S_0/N_{00}.S^2$ conforme 3.35 é constante e igual a $\frac{2}{\pi} \eta \omega_{LP}$. Isto impõe um compromisso entre a sensibilidade e a razão sinal/ruído.

Na determinação da figura de mérito do demodulador, vamos supor que a largura de banda do filtro passa baixas (ideal) seja igual a largura do espectro do sinal de informação e além disso, um filtro passa baixas esteja presente na entrada do demodulador. Este filtro também é assumido ideal com largura de banda igual a banda espectral do sinal FM.

A banda espectral do sinal FM é aproximadamente igual a $2\Delta\omega$, para $\beta \gg 1$. Desta forma a potência do ruído da entrada, N_i , é dada por

$$N_i = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} S_{ni}(\omega) d\omega \quad (3.37)$$

Se o ruído for branco, com densidade de potência espectral igual a $\eta_0/2$, temos

$$N_i = \frac{\eta_0 \Delta\omega}{\pi} \quad (3.38)$$

A potência do sinal de entrada, S_i , é igual à

$$S_i = V_i^2/2 \quad (3.39)$$

A figura de mérito do demodulador, (para $f(t) = \text{senóide}$) é encontrada com o uso de (3.26), (3.27), (3.38) e (3.39)

$$F = 3\beta^3 \quad (3.40)$$

que é a figura de ruído de um demodulador ideal.

As deduções acima supõem que a amplitude do ILO não varia com a intensidade do sinal de sincronismo. No Apêndice I, nós mostramos que a variação da amplitude do ILO degrada a razão sinal/ruído do demodulador.

III.2.2. ANÁLISE DE GRANDES SINAIS

III.2.2.1. CARACTERÍSTICA DE CONVERSÃO

Como foi visto na seção (2.5), para grandes sinais de sincronismo a amplitude do oscilador varia significativamente com o aumento do sinal de sincronismo; esta dependência produz dois efeitos no desempenho do demodulador: primeiro, degrada a

razao sinal/ruído e, segundo, degrada a rejeição AM do demodulador.

O ganho por desvio do demodulador para grande sinal $G\Delta\omega$ seria dado por $G\Delta\omega_p$ com V_{oo} substituído por V_o , caso o amplificador A2 e a entrada 1 do modulador fossem lineares

$$G\Delta\omega = \frac{G\Delta\omega_p}{V_{oo}} \cdot V_o \quad (3.41)$$

Como visto no capítulo II, o valor de V_o é dependente do valor de V_L fazendo com que a rejeição AM do demodulador degrade. A fim de maximizar a rejeição AM, forçaremos o ganho por desvio para grandes sinais em torno de ω_o ($\Delta\delta$ pequeno) igual a $G\Delta\omega_p$ fazendo uso das não linearidades de A2 e da entrada 1 do modulador balanceado.

Para isto é conveniente supor nenhuma modulação FM e admitir a frequência do sinal de sincronismo $\omega_i = \omega_o + \delta\omega$, $\delta\omega \ll \Delta\omega_L$.

Para grandes sinais a saída do amplificador A2 é próximo de uma onda quadrada com amplitude igual $4N_2V_T$. A fundamental desta onda tem amplitude igual a $V_L = 8N_2 V_T/\pi$. Este sinal produz uma diferença de fase θ_o igual à de (2.23).

$$\theta_o = \sin^{-1} \frac{\pi Q V_{o\max}}{4 H_o \omega_o N_2 V_T} \delta\omega \quad (3.42)$$

Como $\delta\omega \ll \Delta\omega_L$ (3.42) simplifica para

$$\theta = \frac{\pi Q V_{o\max}}{4 H_o \omega_o N_2 V_T} \cdot \delta\omega \quad (3.43)$$

Para grande sinal o modulador balanceado funciona como detetor de fase linear com ganho igual a RLI_o/π . Assim, na saída do demodulador teremos

$$V_S = \frac{RL I_o}{\pi} \theta = \frac{RL I_o Q V_{o\max}}{4 H_o \omega_o N_2 V_T} \cdot \delta\omega \quad (3.44)$$

ou

$$V_S = G\Delta\omega_g \cdot \delta\omega \quad (3.45)$$

onde $G\Delta\omega_g$ é o ganho por desvio para grandes sinais. Fazendo $G\Delta\omega_g = G\Delta\omega_p$, teremos

$$N_1 = \frac{\pi}{4} \frac{V_{o\max}}{V_{oo}} \quad (3.46)$$

Assim, dados os valores de $V_{o\max}$ e V_{oo} , o valor do ganho do filtro passa tudo fica determinado.

III.2.2.2. DESEMPENHO - RAZÃO SINAL/RUÍDO

Para grandes sinais, a análise quantitativa é extremamente complicada. Mas supondo que o ruído é de banda limitada, é possível avaliar o desempenho do demodulador de forma qualitativa.

Quando as entradas 1 do modulador balanceado, e do amplificador A2 forem $\gg V_T$, o ruído de entrada é "Up" convertido em frequência, não contribuindo para o ruído na saída do demodulador. Nesta condição o ruído do amplificador do oscilador é que predomina para gerar ruído de fase e desta forma ruído na saída do demodulador.

Portanto, para minimizar o ruído na saída do demodulador o amplificador do oscilador deve gerar baixo ruído.

III.3. PROJETO DO DEMODULADOR

III.3.1. TECNOLOGIA, ESPECIFICAÇÕES, E CARACTERÍSTICAS DO CIRCUITO

A tecnologia utilizada para a implementação do nosso demodulador foi bipolar padrão da SID Microeletrônica (processo SB1), cujos parâmetros elétricos para simulação "SPICE" são dados (Tabelas I, II, e III) a seguir

TABELA I: TECNOLOGIA BIPOLAR PROCESSO SB1
ZENER N⁺/P⁺ , Tamannho mínimo

PARÂMETRO	MIN	TIP	MAX	UNIDADES
IS	1E-14	1E-14	1E-14	A
RS	0	0	0	OHM
N	1	1	1	
TT	0	0	0	S
CJO				F
VJ				V
M				
EG	1, 11	1, 11	1, 11	e-Volt
XTI	3	3	3	
KF	0	0	0	
AF	1	1	1	
FC	0, 5	0, 5	0, 5	
BV	6, 311	6, 411	6, 511	V
IBV	0, 1724	0, 1724	0, 1724	A

TABELA II: PARÂMETROS PARA SIMULAÇÃO (SPICE)

TRANSISTOR PNP LATERAL, COM EMISSOR P^+ , Tamanho mínimo

PARÂMETROS	MIN	TIP	MAX	UNIDADES
IS	57E-17	91E-17	135E-17	A
EG	-	-	-	
XTI,PT	-	-	-	
BF	30	50	53	
NF	1,02	1,03	1,03	
VAF,VA	68,5	30,5	29,1	V
IKF,IK	500E-6	500E-6	450E-6	A
ISE,C2	1000	1000	100	
NE	1,9	2,1	1,85	
BR	0,7	1,5	0,8	
NR	1,01	1,01	1,03	
VAR,VB	22	56	35,9	V
IKR	60E-6	30E-6	50E-6	A
ISC,C4	1000	10000	1000	
NC	1,75	1,8	1,8	
RB	20	30	150	OHM
IRB	0	0	0	A
RBM	-	-	-	
RE	15	10	15	OHM
RC	100	85	45	OHM
CJE	0,64E-12	0,53E-12	0,55E-12	F
VJE-PE	0,36	0,48	0,54	V
MJE,ME	0,10	0,10	0,15	
CJC	0,980E-12	0,826E-12	0,865E-12	F
VJC,PC	0,62	0,71	0,56	V
MJC,MC	0,38	0,41	0,33	
XCJC	0,05	0,07	0,10	
*CJS,CCS	2,15E-12	2,04E-12	1,98E-12	F
*VJS,PS	0,40	0,41	0,41	V
*MJS	0,22	0,22	0,22	
FC	-	-	-	
TF	15,6E-9	12,8E-9	13,2E-9	S
XTF	1	1	1	S
VTP	9	10	11	V
ITF	1E-7	1E-7	1E-7	A
PTF	-	-	-	
TR	-	-	-	
XTB	-	-	-	
KF	-	-	-	
AF	-	-	-	

* Deve ser ligado da base para o substrato (na simulação).

TABELA III: TRANSISTOR NPN, (Tamanho mínimo)

PARÂMETROS	MIN	TIP	MAX	UNIDADES
IS	32 E-17	50E-17	17E-17	A
EG	-	-	-	
XTI, PT	-	-	-	
BF	85	90	180	
NF	1	1,01	0,95	
VAF, VA	97	80	51	V
IKF, IK	90E-3	20E-3	8E-3	A
ISE, C2	2000	100	2000	
NE	2	1,74	1,8	
BR	1,4	1	15	
NR	0,985	1,005	0,92	
VAR, VB	13,7	9	10,2	V
IKR	100E-6	100E-6	50E-6	A
ISC, C4	10000	0	25	
NC	1,7	2	1,1	
RB	70	100	150	OHM
IRB	0	0	0	A
RBM	-	-	-	
RE	5	6	7	
RC	10	1	1	
CJE	0,60E-12	0,38E-12	0,36E-12	F
VJE-PE	0,92	0,81	0,68	V
MJE, ME	0,40	0,36	0,36	
CJC	0,381E-12	0,248E-12	0,229E-12	F
VJC, PC	0,89	0,56	0,65	V
MJC, MC	0,50	0,37	0,38	
XCJC	0,15	0,17	0,20	
CJS, CCS	0,27E-12	0,30E-12	0,30E-12	F
VJS, PS	0,46	0,41	0,41	V
MJS	0,26	0,22	0,24	
FC	-	-	-	
TF	420E-12	260E-12	240E-12	S
XTF	1	1	1	
VTP	9	10	11	V
ITF	1E-7	1E-6	1E-6	A
PTF	-	-	-	
TR	-	-	-	
XTB	-	-	-	
KF	-	-	-	
AF	-	-	-	

Supondo que o demodulador seja utilizado para detecção de sinais FM comercial, em receptores de alta fidelidade, seguem abaixo as características e especificações adequadas:

- Alta sensibilidade: $< 50 \mu\text{V} \approx 35\mu\text{Vrms}$;
- Baixa distorção (com elemento cerâmico externo): $< 0,2\%$;
- Alta saída de áudio: $> 100 \text{ mVrms}$;
- Silêncio: $> 40 \text{ dB}$;
- Alta razão sinal/ruído: $> 60 \text{ dB}$;
- Alta rejeição AM: $> 50 \text{ dB}$;
- Alimentação simples: 8-16 volts;
- Consumo máximo: $< 20 \text{ mA}$;
- Temperatura de operação: $-40 \text{ à } 85^\circ\text{C}$;
- Frequência de operação: 10,7 MHz.

III.3.2. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

A figura 3.3 mostra o diagrama esquemático completo do demodulador proposto. A seguir descrevemos com mais detalhes cada bloco do demodulador.

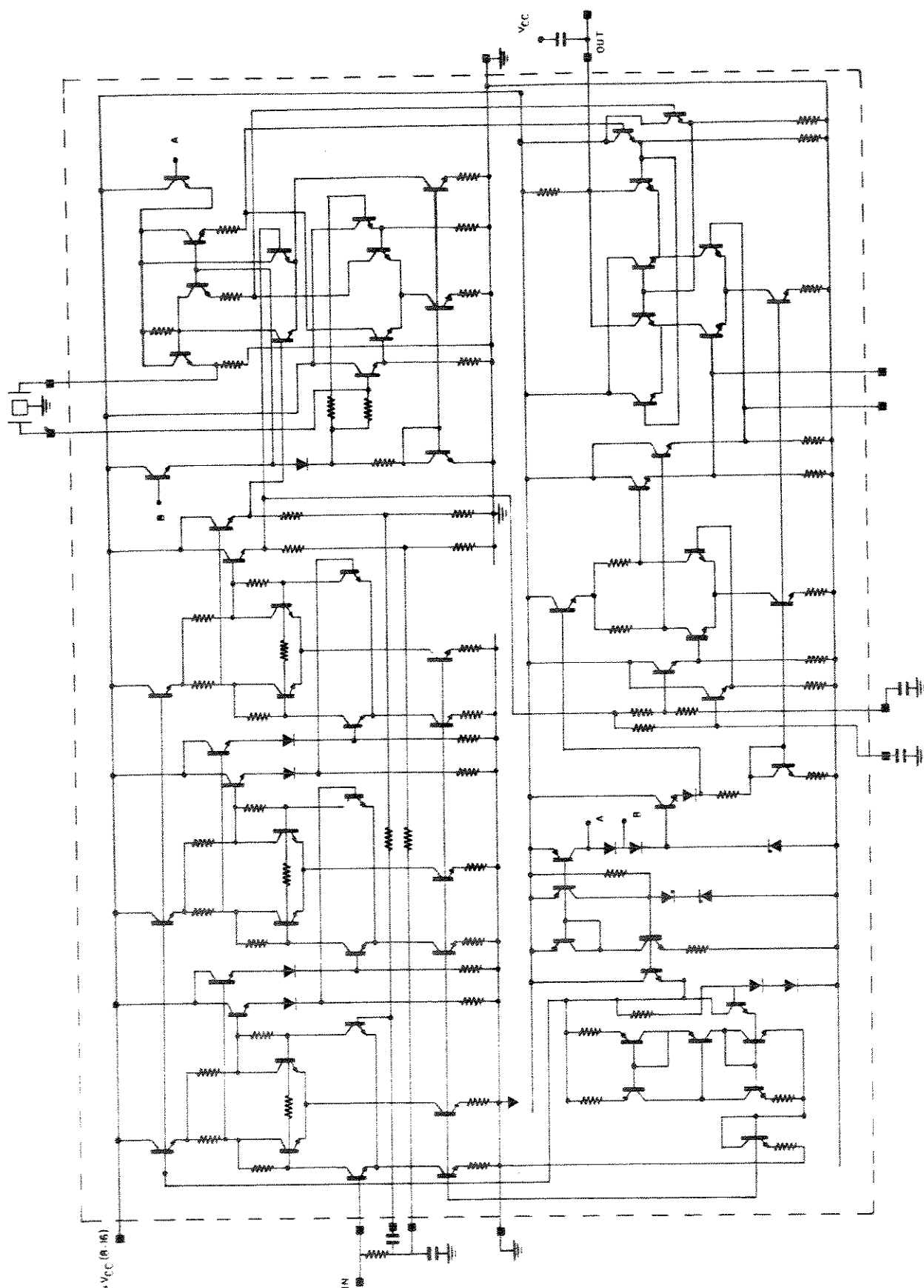


Fig. 3.3 - Diagrama esquemático completo do demodulador.

III.3.2.1. REGULADOR E REFERÊNCIA DE CORRENTE

Para que o demodulador funcione dentro das especificações supra-citadas, faz-se necessário a utilização de reguladores internos de voltagem. Além disso, como a estrutura do amplificador A1, por razões de ganho, ruído e característica limitante, utiliza configurações do tipo par diferencial com carga passiva, cujo ganho é do tipo $gm \cdot R(\text{carga})$, este apresentaria uma forte dependência com a temperatura, caso fontes de corrente de polarização proporcionais à temperatura absoluta não fossem utilizadas.

A figura 3.4 mostra o diagrama esquemático do regulador que fornece as tensões e correntes de referência aos vários blocos do demodulador.

O regulador é constituído por dois circuitos. O circuito 1 é formado pelos transistores Q8 à Q14, os diodos D3 à D6, os Zener Z1 e Z2, e os resistores R6 à R8. Este circuito fornece tensões reguladas para todos os blocos do demodulador. O circuito 2 é formado pelos transistores Q1 a Q7, os diodos D1 e D3, e os resistores R1 a R5. Este circuito é alimentado com uma tensão regulada do circuito 1 e fornece uma corrente proporcional à temperatura absoluta ao amplificador A1, via o transistor Q1. De fato, esta corrente seria proporcional a temperatura absoluta, se o resistor R2 (difusão de base) não dependesse da última; mas se os resistores de carga, que definem o ganho do amplificador de entrada, forem do mesmo tipo do resistor R2, a compensação de temperatura do amplificador de entrada será alcançada..

Os dois circuitos utilizam configurações auto excitadas, de modo que é necessário um circuito auxiliar de partida. No circuito 1 isto é feito com um resistor de elevado valor (100K) "pinch" de base, R6. No circuito 2 o resistor "pinch" de base (50K) R5, os diodos D1 e D2, e o transistor Q7 garantem a partida.

Todos os resistores, exceto os resistores de partida são do tipo difusão de base. Todos os transistores e diodos, exceto o transistor Q2 (área 4) são de área mínima (V. tabelas).

Os dois terras mostrados são exigência do amplificador A1 que será descrito adiante (Item 3.23).

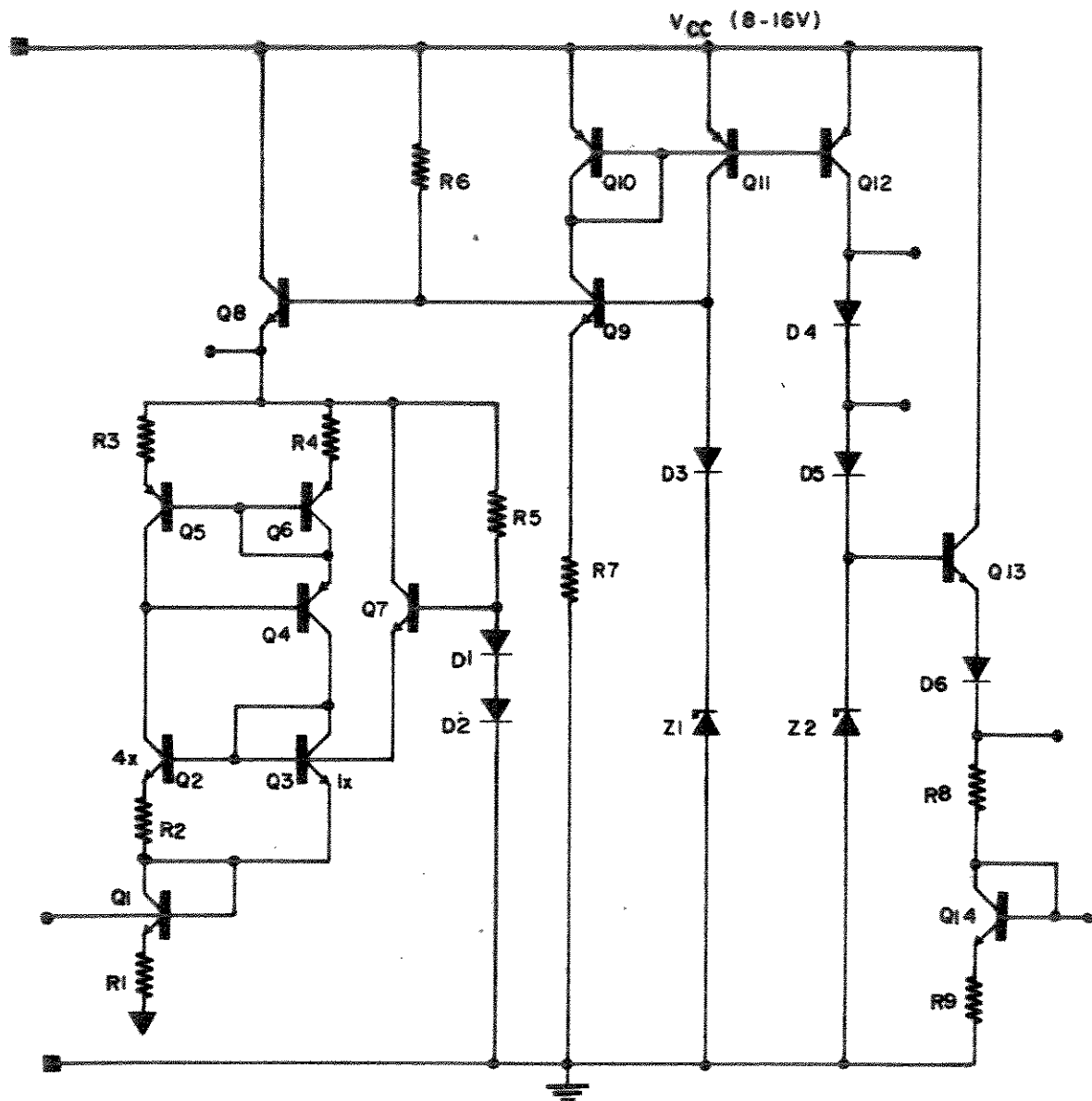


Fig. 3.4 - Regulador e referência de corrente.

III.3.2.2. O OSCILADOR SINCRONIZADO

No projeto do oscilador sincronizado, algumas considerações devem ser feitas. Existem somente dois pontos, na malha do oscilador, onde o sinal de sincronismo pode ser injetado. Um na entrada do filtro, e o outro na entrada do amplificador não linear. Nas duas condições o sincronismo pode ocorrer. Toda análise feita no capítulo I supõe o ponto de soma na entrada do filtro. Esta escolha é justificada por duas razões: primeiro, isto minimiza o efeito de sincronização em harmônicas do sinal de sincronismo; segundo, o ruído presente no sinal de sincronismo seriam "up" convertidos pelo amplificador não linear, degradando a estabilidade "short term" do oscilador [32].

Outra consideração é que o ganho do amplificador não linear deve ter uma fraca dependência com a frequência para melhor estabilidade "long term".

A figura 3.4 mostra o diagrama esquemático do oscilador. A malha seletiva de frequência é implementada com um filtro cerâmico externo ao CI com banda (± 3 dB) de 280 KHz, em 10,7 MHz, fator de perda de inserção, H_o , igual a .59 e "delay time", (t_o), igual a 2,92 μ s.

O excesso de ganho do oscilador (ganho de malha p/pequenos sinais) é de 2.0, como sugerido na literatura [32]. Isto produzirá uma amplitude de livre oscilação (V_{oo}) de 4,5VT como visto na seção (2.5).

O ganho do amplificador (pequenos sinais) é dado por

$$G_{amp} = \frac{\text{Ganho de malha}}{H_o} = \frac{2}{0,59} \approx 3,4 \quad (3.47)$$

A figura 3.6 mostra o ganho do amplificador em função da frequência. Como pode ser observado, o amplificador tem banda >30MHZ, o suficiente para não introduzir desvio de frequência no oscilador.

O valor máximo da amplitude de oscilação, V_{omax} , na condição de grande sinal ($V_{LS} = 8N_2 V_1/\pi$) é limitada em 250mV a fim de evitar que o transistor Q7 sature. Isto significa que o ganho de pequenos sinais, N_2 , do amplificador A2 é igual a (ver seção 2.5) 3,0 .

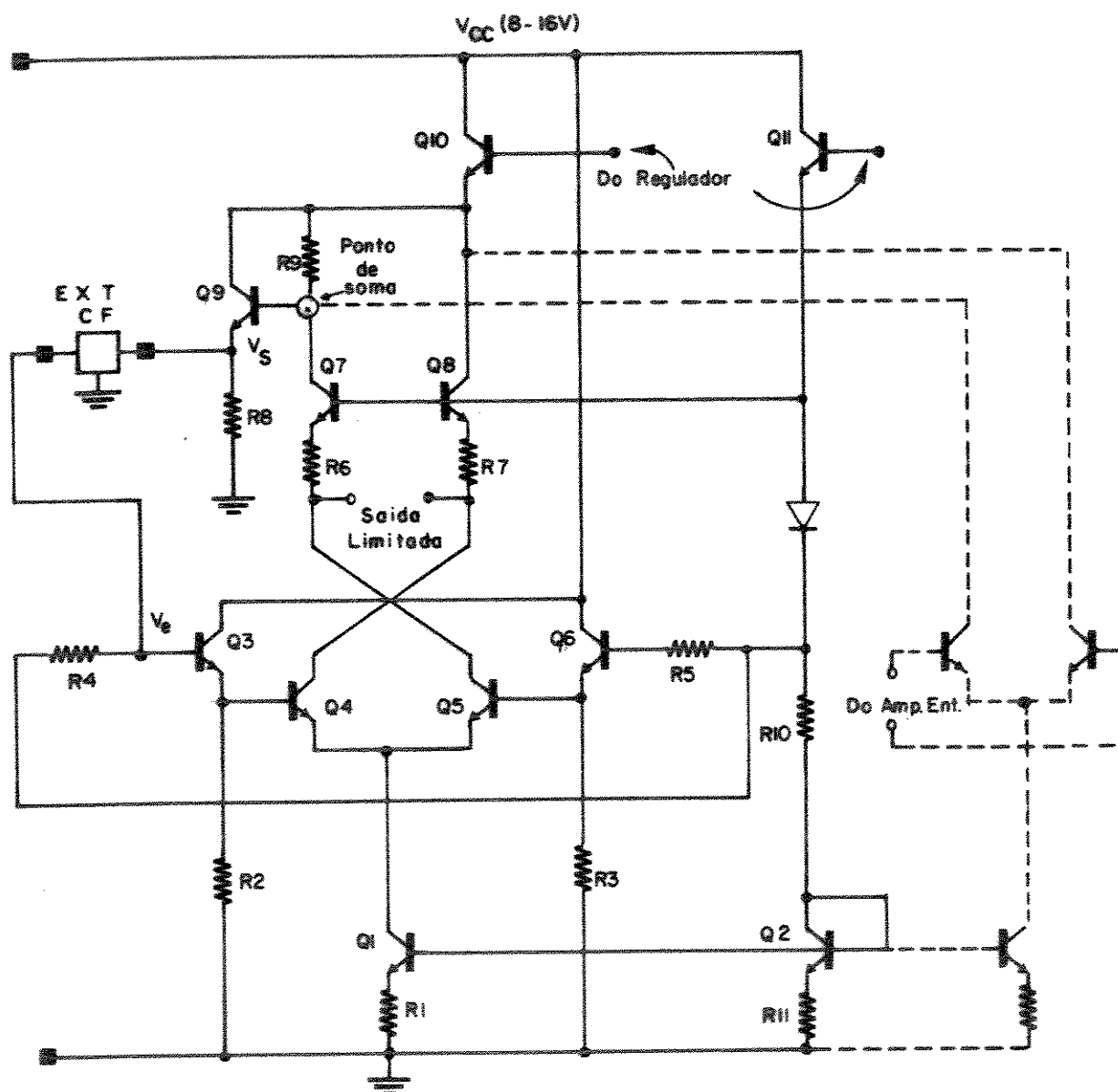


Fig. 3.5 - Diagrama esquemático do oscilador.

O filtro cerâmico utilizado é o Murata SEF 10.7MA5 com banda (-3dB) de 280 KHz e "Delay Time", (t_o) de $2.92\mu s$ o mais adequado que tínhamos. O valor de t_o limita a máxima razão de desvio D, como veremos a seguir.

O demodulador balanceado pode ser visto como um detetor de fase linear (grande sinal) entre -90° a $+90^\circ$. Isto significa que a demodulação deve ser realizada dentro destes limites. A banda de sincronismo útil ($\Delta\omega_\square$) nestes extremos é dada por

$$\Delta\omega_\square = \frac{H_o \omega_o}{Q} \frac{VLS}{V_o} \quad (3.48)$$

No entanto, nos extremos (-90° , 90°), a amplitude de oscilação pelo "locus" da fig. 2.3 é a própria amplitude de livre oscilação (V_{oo}). Assim (3.48) torna-se

$$\Delta\omega_\square = \frac{H_o \cdot \omega_o}{Q} \frac{VLS}{V_{oo}} \quad (3.49)$$

Por considerações de distorção na conversão é conveniente fazer $\Delta\omega_\square > 2\Delta\omega$. Faremos $\Delta\omega_\square = 4\Delta\omega$. Assim, a razão de desvio máxima, é dada por

$$D_{max} = \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_o} = \frac{H_o}{4Q} \frac{VLS}{V_{oo}} \quad (3.50)$$

Substituindo: $VLS = \frac{8N_2 VT}{\pi}$

$V_{oo} = 4,5 VT$ e $t_o = 2Q/\omega_o$, vem

$$D_{max} = 7,44 \times 10^{-9} \frac{1}{t_o} \quad (3.51)$$

Para o filtro utilizado ($t_o = 2,92\mu s$)

$$D_{max} = 0,00255 \quad (3.52)$$

limitando o desvio máximo de frequência a 27 KHz. Para uma razão de desvio $D = 0,007$ (FM comercial), admitindo o mesmo fator de perda de inserção, o "delay time", t_o , deveria ser de $1\mu s$.

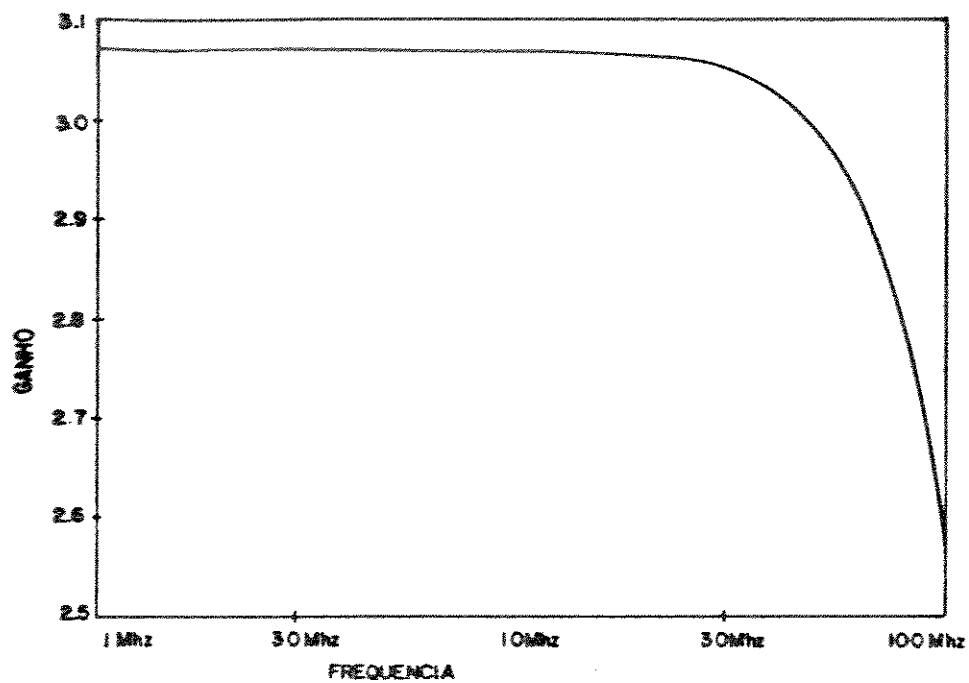


Fig. 3.6 - *Ganho do amplificador do oscilador em função da frequência.*

III.3.2.3. AMPLIFICADOR DE ENTRADA

Como vimos na seção (3.2.1), para maior sensibilidade do demodulador, o ganho total do sinal de sincronismo ($A_1 \cdot N_2 = A$) deve ser elevado.

Das especificações e de (3.13b), temos

$$S = D \frac{2Q V_{oo}}{H_o A} < 50 \mu V \approx 35,3 \mu V_{RMS}$$

ou

$$A_1 = \frac{A}{N_2} > \frac{D 2Q V_{oo}}{N_2 H_o} \cdot \frac{10^5}{5}$$

com

$$H_o = 0,59$$

$$\omega_o = 2\pi \times 10,7 \text{ MHz}$$

$$Q = \frac{\omega_o t_o}{2} = 98$$

$$N_2 = 3,0$$

$$D = 1,87 \times 10^{-2} \quad (\Delta f = 20 \text{ KHz})$$

$$\beta = 5$$

Resulta

$$A_1 \approx 480 \quad (A = 480 \times 3 = 1440)$$

Além do alto ganho, o amplificador de entrada deve ser capaz de suportar sinal da ordem de dezenas de milivolts. Isto, juntamente com a necessidade de uma maior rejeição AM, impõe uma característica limitante do amplificador.

Outra característica do amplificador de entrada é que este deve introduzir um baixo ruído e um pequeno atraso de fase no sinal de sincronismo.

Baseados nas considerações acima nós projetamos um amplificador cujo diagrama esquemático está mostrado na figura (3.7). Este consiste de três estágios iguais cascadeados, cada um com saída diferencial na configuração seguidor de emissor.

Uma realimentação DC estabiliza o ponto de operação do estágio de entrada. O resistor de entrada (R) e os capacitores C1 e C2, são externos ao C.I. O amplificador possui um terra isolado do restante do circuito, a fim de evitar possíveis instabilidades. Todos os estágios do amplificador de entrada são polarizados com correntes proporcionais à temperatura absoluta, evitando que o ganho tenha uma forte dependência com a temperatura de operação (V. III.3.2.1).

As figuras 3.8, 3.9 e 3.10 mostram respectivamente, o ganho do amplificador de entrada (incluindo A2), o ganho do amplificador A2 e o ruído total de entrada em função da frequência.

Para as condições acima, o silêncio normalizado com S_o , pode ser encontrado com o uso de (3.35).

$$\frac{N_o}{S_o} = \frac{\pi}{2} \frac{N_{oo}}{S_o} = \frac{\eta_o \omega L_p}{2 S^2} \quad (3.53)$$

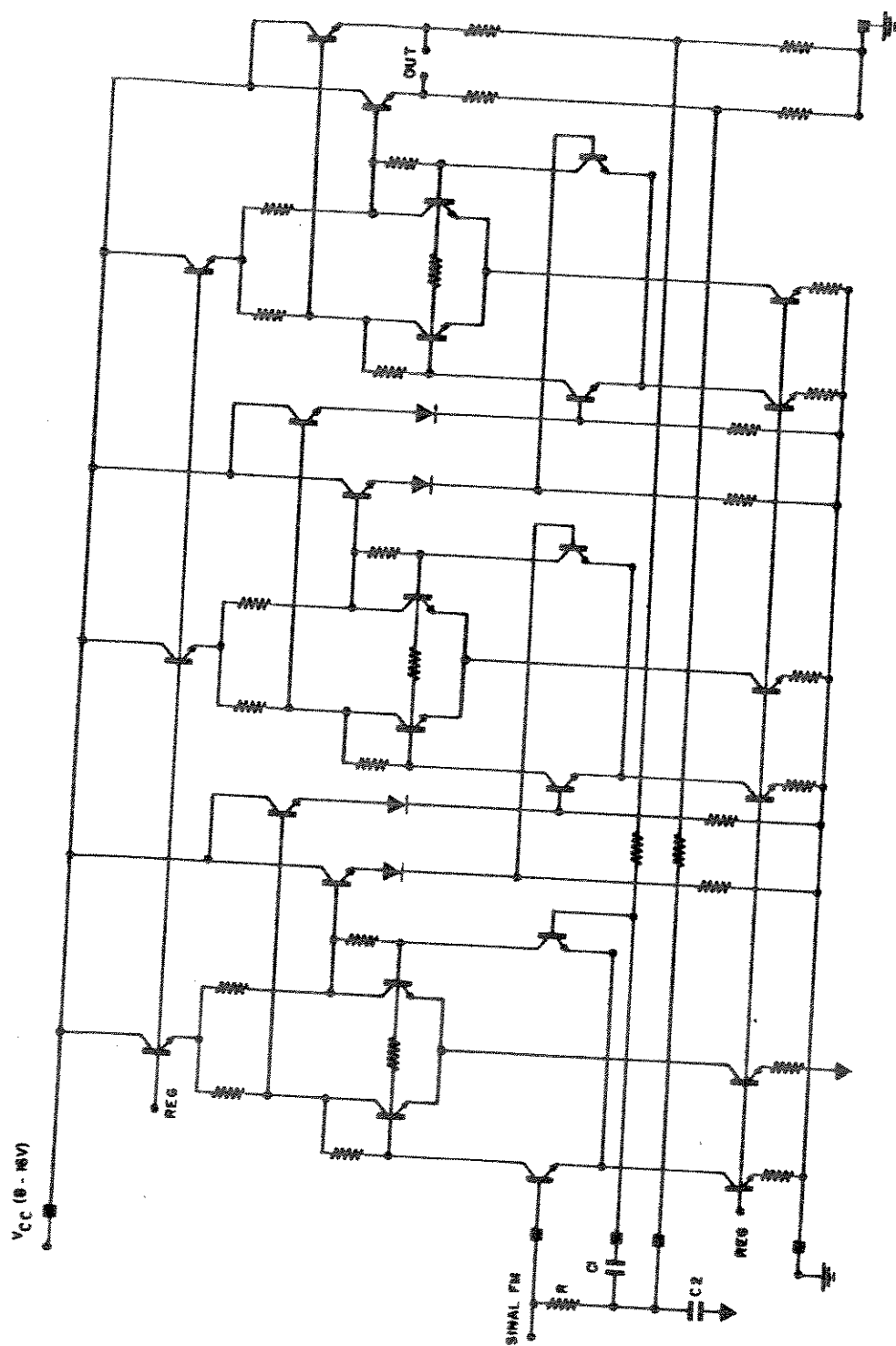


Fig. 3.7 - Diagrama esquemático do amplificador de entrada.

Da figura (3.10)

$$(\eta_o)^2 = (2,6 \times 10^{-9})^2 \text{ VRMS/Hz}$$

e ainda,

$$\omega_{Lp} = \frac{2\pi\Delta f}{\beta} = \frac{2\pi \times 20 \times 10^3}{5} = 8\pi \times 10^3$$

assim,

$$\frac{N_{oo}}{S_o} = 43,16 \times 10^{-6} \quad \Rightarrow \quad -43 \text{ dB} < -40 \text{ dB}$$

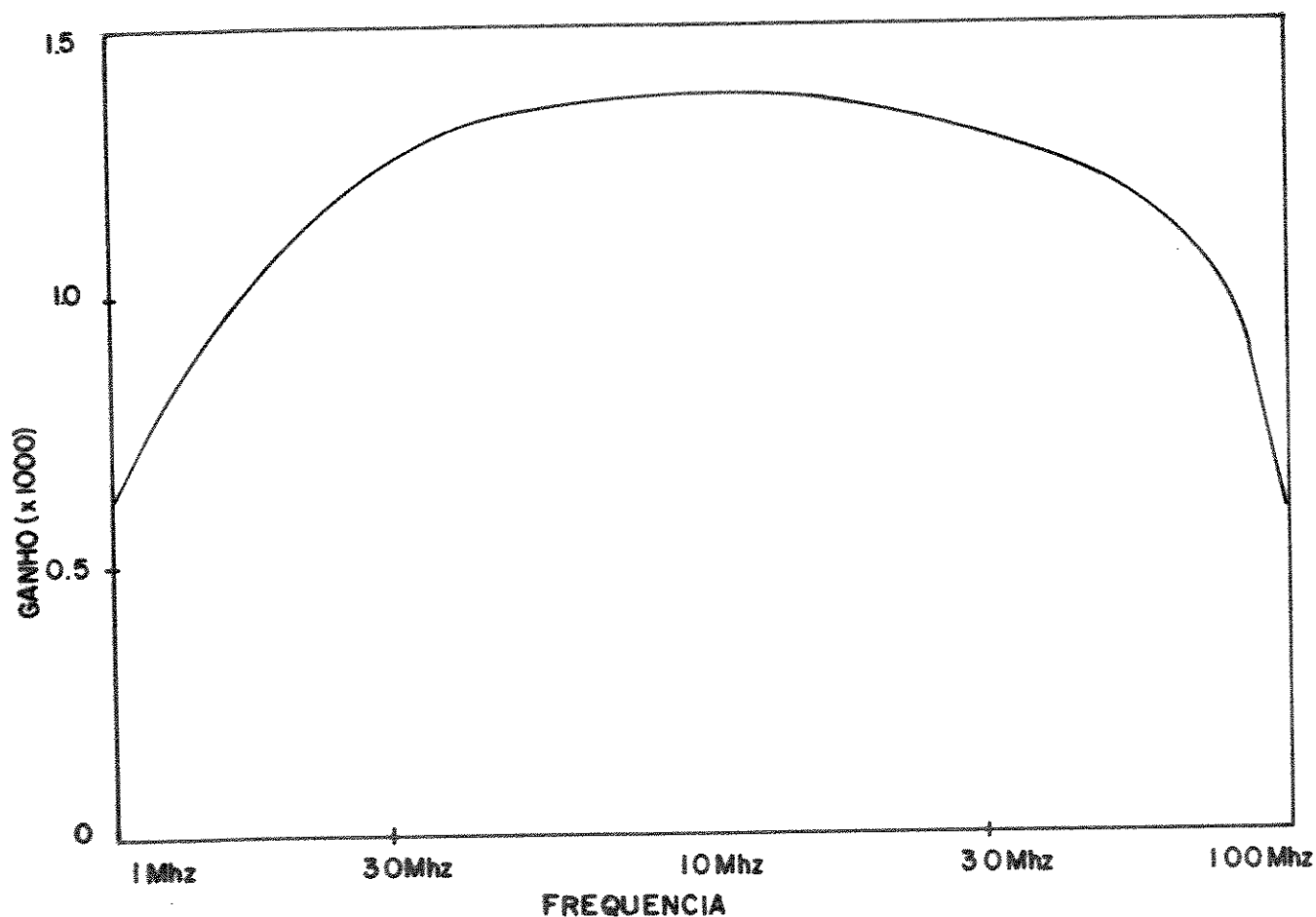


Fig. 3.8 - Resposta em frequência do amplificador de entrada + A2.

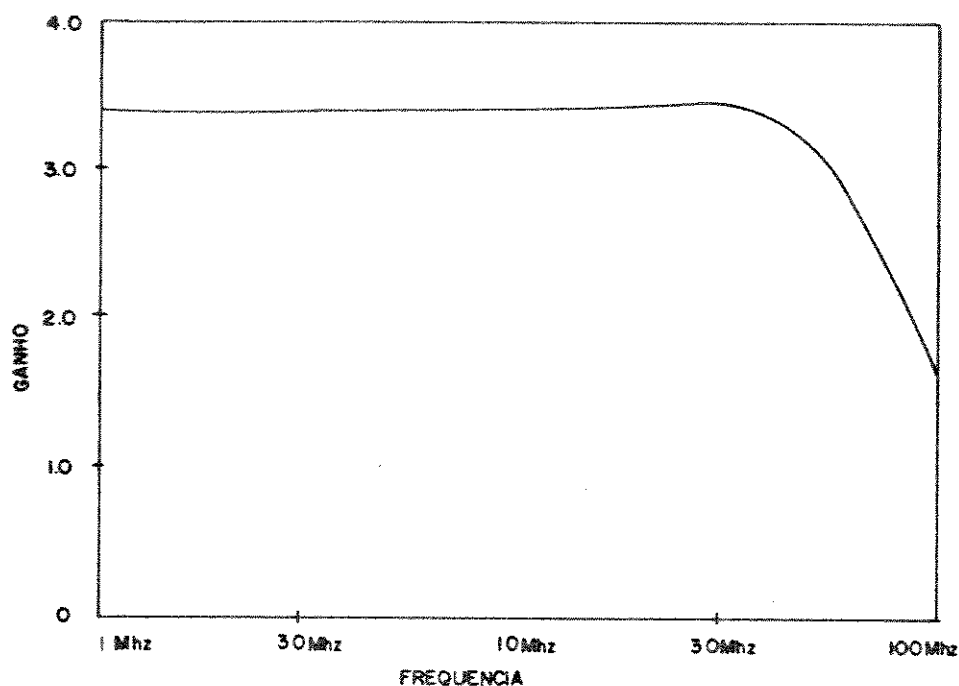


Fig.3.9 - Resposta em frequência do amplificador N2.

*: INOISE
+: ONOISE

FREQ	INOISE
(*)-----	2.512D-09 3.162D-09 3.981D-09 5.012D-09 6.310D-09
(+)-----	2.512D-06 2.818D-06 3.162D-06 3.548D-06 3.981D-06
1.000D+06	3.993D-09
1.259D+06	3.537D-09
1.585D+06	3.217D-09
1.995D+06	2.998D-09
2.512D+06	2.851D-09
3.162D+06	2.754D-09
3.981D+06	2.691D-09
5.012D+06	2.652D-09
6.310D+06	2.627D-09
7.943D+06	2.611D-09
1.000D+07	2.602D-09
1.259D+07	2.598D-09
1.585D+07	2.597D-09
1.995D+07	2.600D-09
2.512D+07	2.607D-09
3.162D+07	2.619D-09
3.981D+07	2.640D-09
5.012D+07	2.675D-09
6.310D+07	2.732D-09
7.943D+07	2.826D-09
1.000D+08	2.990D-09

Fig. 3.10 - Ruído na entrada do amplificador de entrada.

III.3.2.4. FILTRO PASSA-TUDO

Para produzir um deslocamento de fase de 90° no sinal sincronismo, nós

implementamos um filtro passa tudo, cujo princípio de funcionamento é descrito como segue. A figura (3.11), a seguir, mostra o diagrama simplificado do filtro.

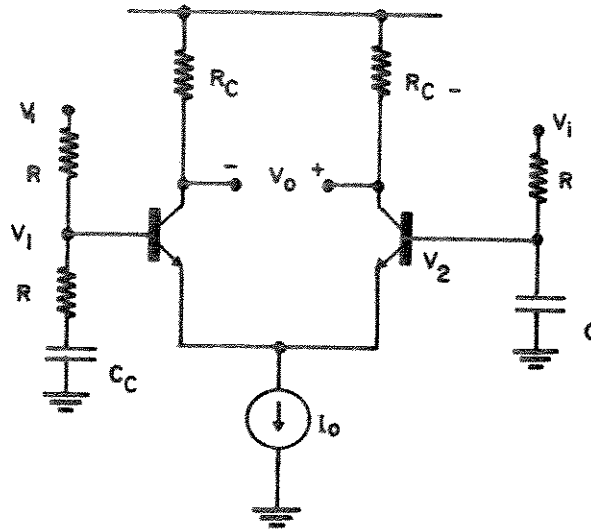


Fig. 3.11 - Diagrama simplificado do filtro passa tudo.

O capacitor C_c tem valor elevado de forma que para alta frequência este é considerado com um curto. Trabalhando no domínio das frequências temos

$$V_o = g_m R_c (V_1 - V_2) \quad (3.54)$$

Da figura 3.11 vem:

$$V_1 - V_2 = V_i \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{sRC + 1} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{sRC - 1}{sRC + 1} \right) V_i \quad (3.55)$$

então

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m R_c}{2} \left(\frac{sRC - 1}{sRC + 1} \right) \quad (3.55)$$

que é a função de transferência de um filtro passa tudo com ganho para pequenos sinais iguais a $g_m R_c/2$. De (3.46)

$$N_1 = \frac{g_m R_c}{2} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{o\max}}{V_{oo}} \approx 1,7 \quad (3.56)$$

e

$$RC = \frac{1}{\omega_o} \approx 14,8 \times 10^{-9} \quad (3.57)$$

Na figura 3.12 temos o diagrama esquemático completo do filtro passa tudo, os capacitores C_C e C são externos ao C.I.

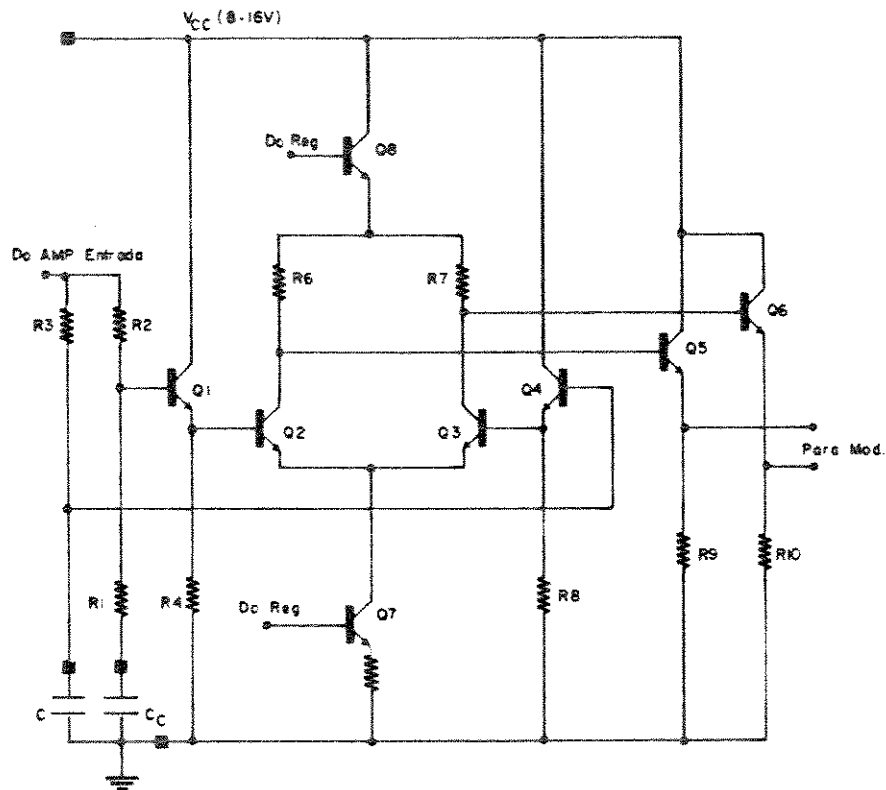


Fig. 3.12 - Diagrama esquemático do filtro passa tudo.

III.3.2.5. MODULADOR BALANCEADO

O diagrama esquemático do modulador balanceado é mostrado na figura 3.13. Esta estrutura é bem conhecida na literatura e dispensa comentários.

A saída do modulador balanceado é simples com impedância R . O capacitor C (externo) mais o resistor R formam o filtro passa baixas do demodulador.

O ganho do demodulador foi calculado com o uso da expressão (3.40) para que o demodulador forneça 150mVRMS para um desvio de frequência de 20 KHz.

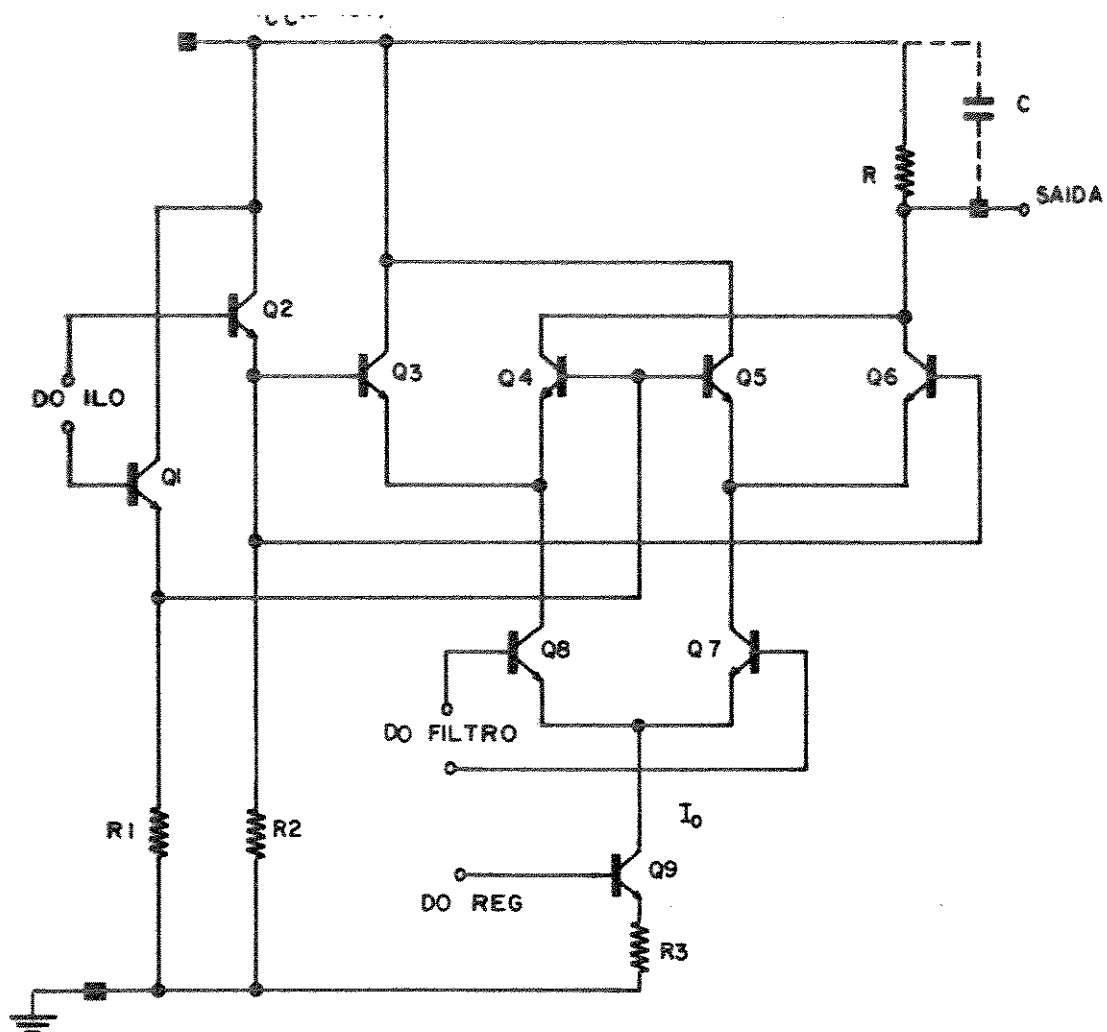


Fig. 3.13 - Diagrama esquemático do modulador balanceado.

A seguir mostraremos os principais resultados experimentais. É importante lembrar que as configurações utilizadas nos blocos do demodulador dependem da tecnologia disponível.

CAPÍTULO IV

RESULTADOS E CONCLUSÕES

IV.1 CONSTRUÇÃO DO DEMODULADOR

Através do 1º projeto multiusuário bipolar (PMU Bipolar I) patrocinado pela SID Microeletrônica e Centro Tecnológico para Informática, nós construímos o nosso demodulador.

A figura 4.1 mostra a vista de topo do "chip" fabricado. A área total deste circuito integrado é de $6,25 \text{ mm}^2$ (2,5 X 2,5 mm), incluindo a "scribe line".

O "lay-out" dos dispositivos foi realizado através do programa editor de máscaras "Edchip" [3 6].

Um cuidado especial foi tomado na alocação dos blocos do demodulador e na disposição dos "pads" do circuito integrado, a fim de evitar acoplamentos parasitas que poderiam provocar eventuais instabilidades.

O procedimento normal na implementação de um projeto de um circuito integrado deve ser realizado por partes; por exemplo, no nosso caso, cada bloco do demodulador deveria ser implementado, testado e feita a otimização necessária ou eventuais correções; e, só após esta etapa, a execução final de todo o circuito. No nosso projeto isto não foi possível, haja visto o longo tempo para a realização do PMU (≈ 2 anos).

Das onze amostras que recebemos, dez funcionaram a contento. As próximas seções descrevem as características principais do demodulador fabricado.

Todas as medidas foram feitas com o "chip" (encapsulado em "DIP de 24 pinos, cerâmico) montado em uma placa de circuito impresso blindada com uma caixa de alumínio.

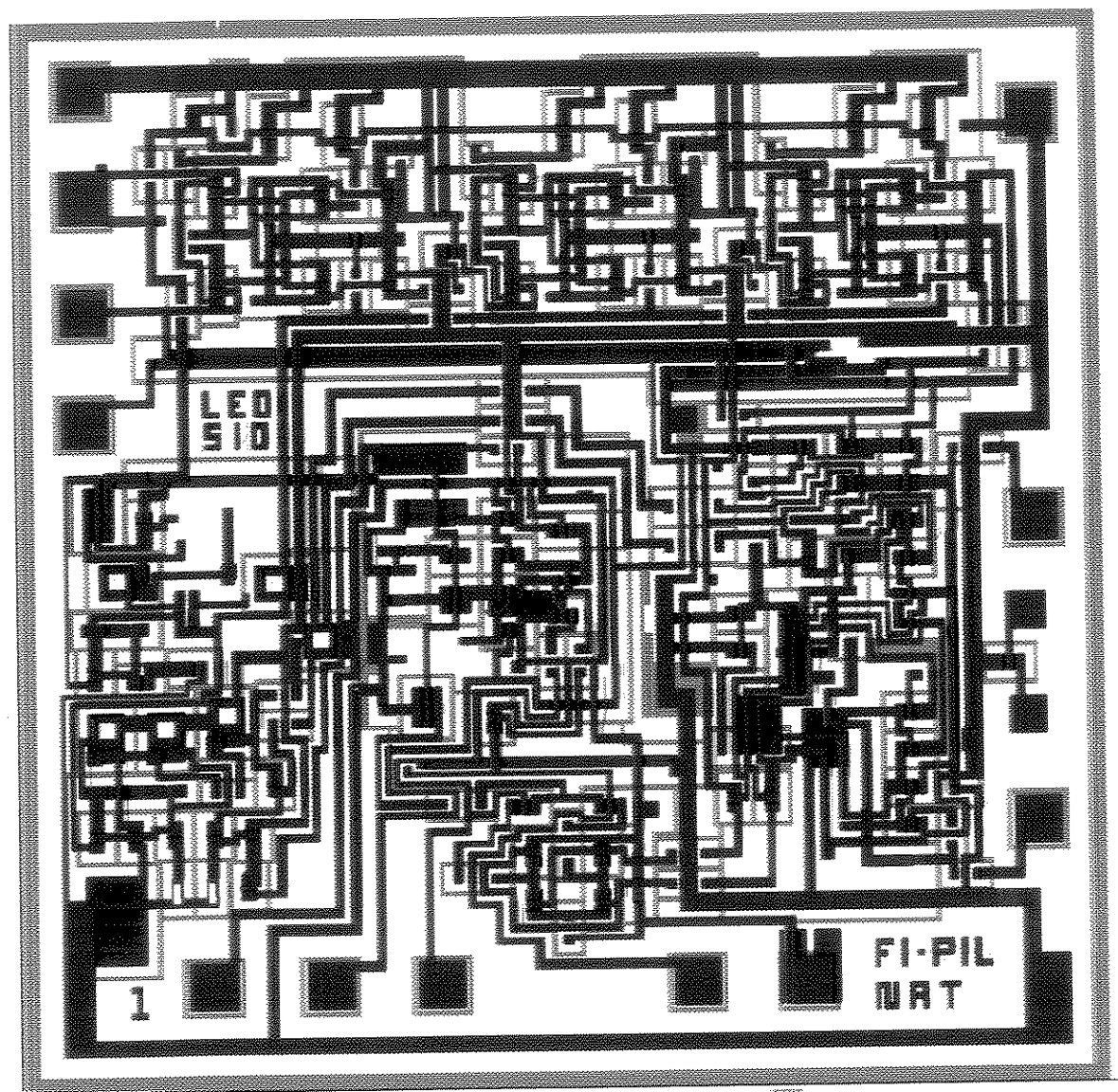


Fig. 4.1. "Lay-out" do demodulador.

IV.2. CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS

IV.2.1. FREQUÊNCIA E AMPLITUDE DE OSCILAÇÃO

A figura 4.2 mostra a montagem em circuito impresso do "chip" com a respectiva pinagem e valores dos elementos externos. Note-se que um "Dip" de 14 pinos seria suficiente.

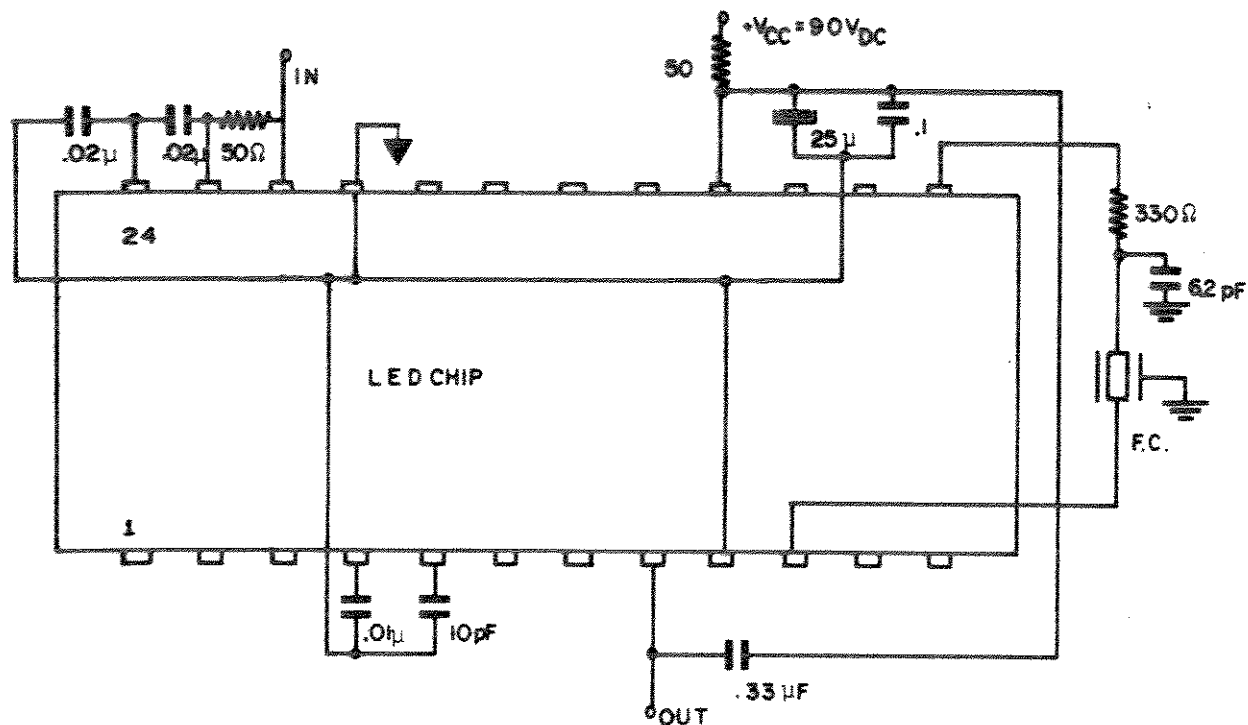


Fig. 4.2 - Esquema elétrico completo do demodulador.

Note-se, ainda, que o espaçamento físico entre a entrada e o filtro cerâmico (F.C.) foi maximizado. Os capacitores externos do filtro passa tudo (pinos 4 e 5) que são fontes irradiadoras, são posicionados no lado contrário à entrada do sinal.

Após a montagem do circuito mostrado na figura 4.2, medimos a frequência de livre oscilação, e encontramos um valor de 10,745MHz. Este valor está ligeiramente acima daquele fornecido pelo fabricante ($10,70\text{MHz} \pm 20\text{ KHz}$). Nós atribuímos esta diferença principalmente ao fato de que a fase do filtro igual à zero (o que determina a frequência de oscilação) não coincide com o centro da banda do filtro; o que foi constatado pela medida de "delay time" do mesmo.

A amplitude de livre oscilação V_{oo} , medida foi de 120 mV (4,6 VT), o que está muito próximo do valor previsto teoricamente (4,5 VT).

A amplitude máxima de oscilação V_{omax} foi medida injetando-se um sinal de 100 mVRMS de amplitude na frequência de livre oscilação ($\omega_i = \omega_o$) (mais que suficiente para saturar o sinal de sincronismo no ponto de soma do ILO). O valor medido foi de 245 mV (9,4 VT), muito próximo do valor previsto teoricamente (9,6 VT).

IV.2.2. CONSUMO DE CORRENTE

A figura 4.3 mostra um gráfico do consumo de corrente do demodulador em função da tensão de alimentação, VCC.

O consumo de corrente obtido por simulação no programa "SPICE" previa um valor de 19 mA para uma tensão de alimentação de 10 Volts, na temperatura de 27°C. Portanto, maior que o medido como mostra a figura (17,7 mA). Mais adiante nós justificamos esta diferença.

Podemos observar ainda que a partir de aproximadamente 8,0V, o circuito regulador mantém um consumo de corrente quase constante até aproximadamente 15V ; a partir deste valor, o consumo de corrente aumenta substancialmente. Isto ocorre pela seguinte razão: reportando-nos à figura 3.3, o resistor R6, que é do tipo "pinch de base", tem o seu ramo inferior situado num potencial igual à $\approx 6,9V$ ($V_Z + 0,7$), de forma que, supondo o valor de ruptura desse resistor seja o valor típico de 7,5V, temos que a partir de 14,4V de VCC, um acréscimo acentuado de corrente passará através desse resistor, o que explica o caráter da curva mostrada na figura 4.3.

Isto pode ser facilmente contornado, substituindo o resistor "pinch de base" por um resistor "pinch" de coletor (tensão de ruptura maior) ou, simplesmente cascadeando dois resistores "pinch de base" ou coletor.

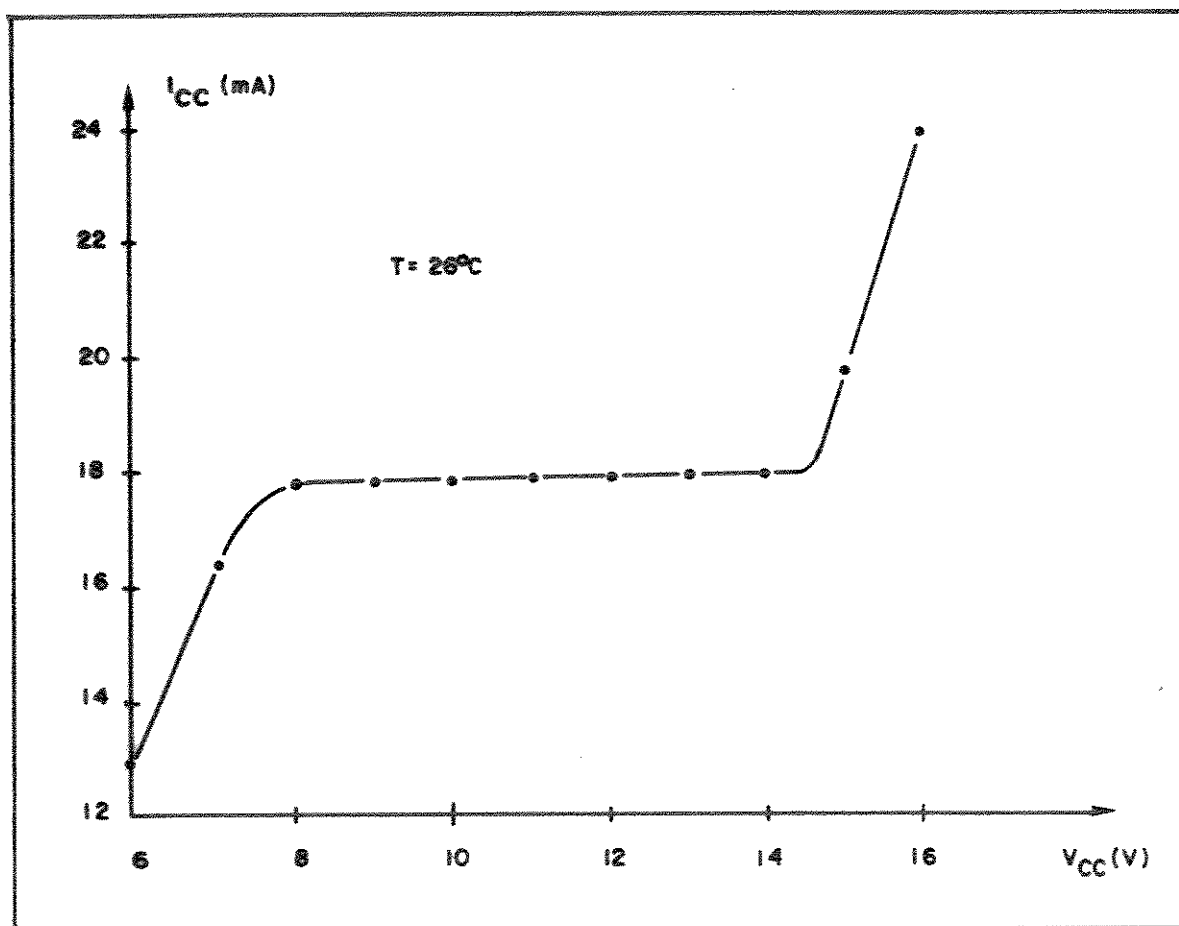


Fig. 4.3 - Consumo de corrente com tensão de alimentação.

IV.2.3. SENSIBILIDADE

O circuito de teste mostrado na figura 4.4 foi utilizado para a medida na sensibilidade do demodulador.

Um sinal FM proveniente do gerador de sinais EMG1172/B, com frequência central igual a 10,745 MHz e desvio de 20 KHz, foi injetado no demodulador. A amplitude deste sinal foi reduzida até um valor tal que a saída de demodulador

mostrasse a ausência de sincronismo; este valor medido foi de $55 \mu\text{VRMS}$.

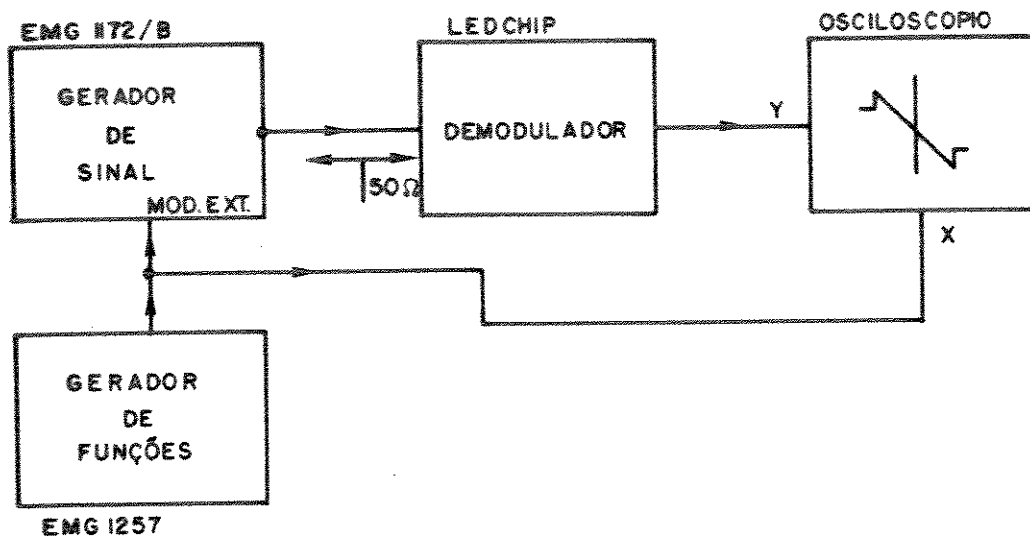


Fig. 4.4 - Montagem de teste para medida da sensibilidade.

A discrepância do valor medido da sensibilidade com relação ao valor esperado ($35 \mu\text{VRms}$), nós atribuímos ao menor valor do ganho do amplificador de entrada.

Isto ocorreu pela seguinte razão: pode ser verificado que o ganho do amplificador de entrada é uma função da razão de resistores ao cubo; apesar da precisão destes resistores de difusão de base ser baixa ($\pm 20\%$), o casamento entre os mesmos é muito bom ($0,5\%$). Isto garante uma razoável precisão no valor do ganho do amplificador. Acontece que, por razão de não disponibilidade dos valores de resistência de contato dos resistores de difusão de base, acabamos por não considerá-las, e isto resultou num menor ganho de tensão do amplificador de entrada e, um menor consumo de corrente do demodulador.

A figura 4.5 mostra um gráfico da saída do demodulador em função da intensidade do sinal de entrada.

Nós podemos observar nesta figura que a saída do demodulador, a partir do valor do sinal de entrada igual a sensibilidade, sobe rapidamente para o valor de fundo de escala (150m VRMS) e, se mantém praticamente constante. Esta característica é alcançada graças ao caráter da curva de conversão cuja inclinação é praticamente insensível à intensidade do sinal de entrada, como mostraremos a seguir.

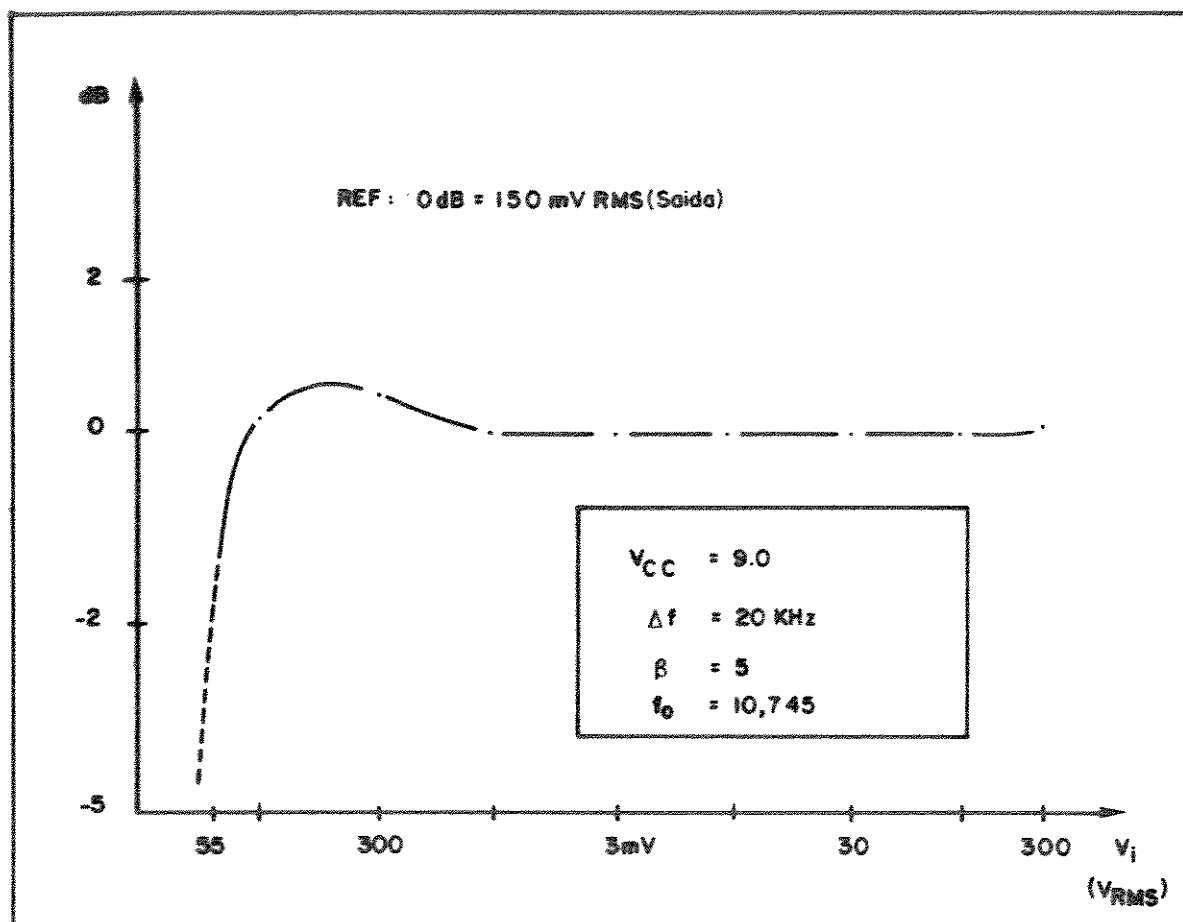


Fig. 4.5 - Saída do demodulador em função da intensidade do sinal de entrada.

IV.2.4. CARACTERÍSTICA DE CONVERSÃO

Utilizando a montagem de teste da figura 4.4 nós levantamos a característica de conversão do demodulador.

As figuras 4.6 e 4.7 mostram respectivamente a característica de conversão para fracas e fortes intensidades do sinal de entrada.

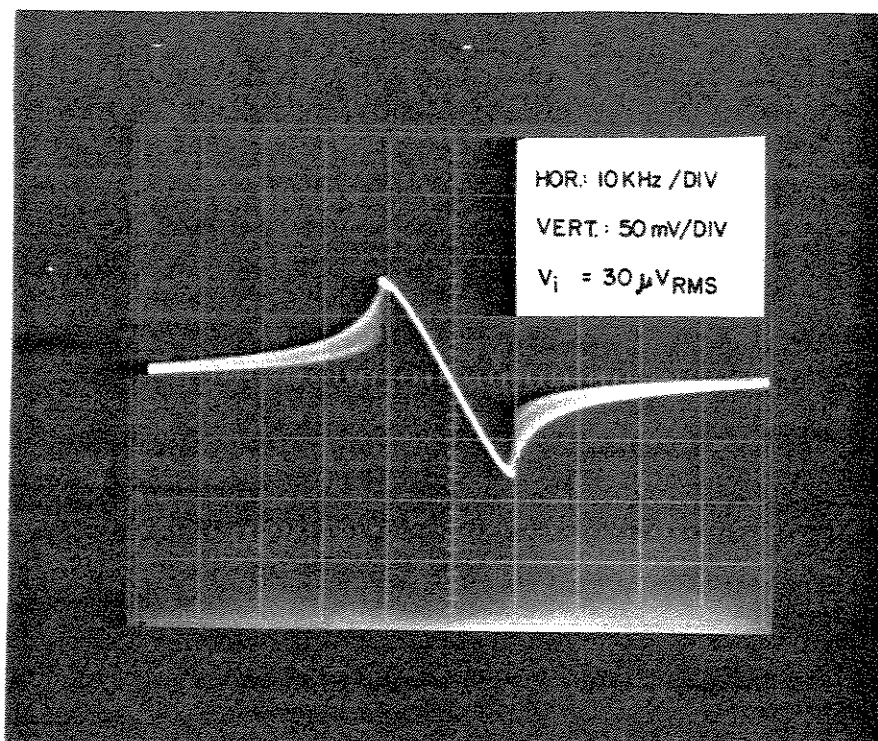


Fig. 4.6 - *Característica de conversão para fracos sinais*
($V_i \approx 30 \mu V_{RMS}$)

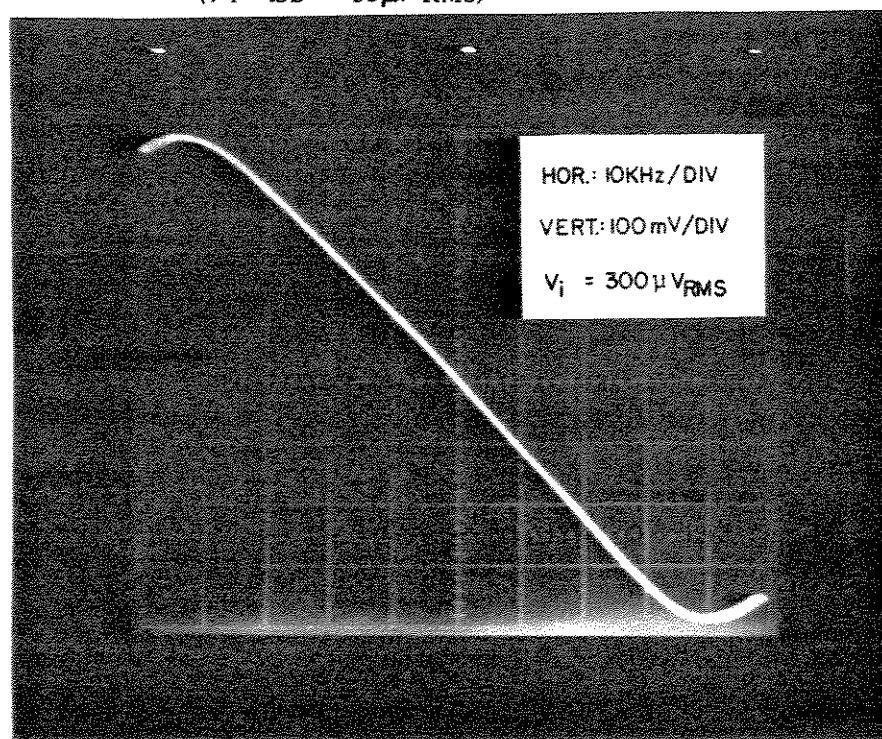


Fig. 4.7 - *Característica de conversão para fortes sinais*
($V_i \approx 300 \mu V_{RMS}$).

Como pode ser observado nas figuras anteriores, a característica de conversão apresenta uma boa linearidade até para os extremos da conversão, e ainda a sua inclinação é praticamente a mesma para as duas situações; isto explica o caráter

da saída do demodulador em função da intensidade do sinal (fig. 4.5).

A figura 4.8 mostra a saída do demodulador para um sinal modulante triangular com frequência de 400Hz, para um sinal de entrada igual a 1,1 S ($\approx 60 \mu\text{VRMS}$).

A linearidade da conversão é função da característica do "delay time" do filtro cerâmico utilizado.

O capacitor de 6.2 pF mostrado na figura 4.2 melhora de forma significativa a linearidade do "delay time" do filtro cerâmico utilizado e, conseqüentemente, a linearidade da conversão do demodulador. O deslocamento de frequência introduzido por este capacitor é menor que +10 KHz.

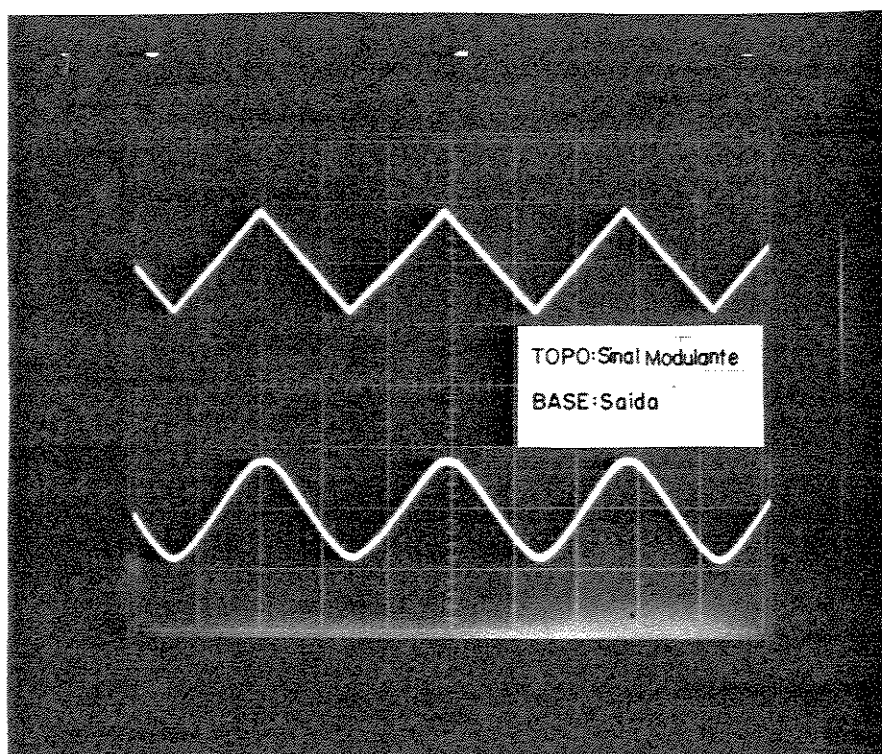


Fig. 4.8 - Saída do demodulador para $V_i=1.1\text{S}$. Sinal modulante triangular.

IV.2.5. DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

A montagem para medida da distorção harmônica total introduzida pela demodulador está mostrada na figura 4.9.

As condições de medidas foram: $\Delta f = 20 \text{ KHz}$, $V_i = 100 \mu\text{VRMS}$ e 3 mVRMS , $f_{\text{mod}} = 400 \text{ Hz}$, $V_{\text{CC}} = 9,0\text{V}$, $f_{\text{LP}} = \omega_{\text{LP}}/2\pi = 4\text{KHz}$.

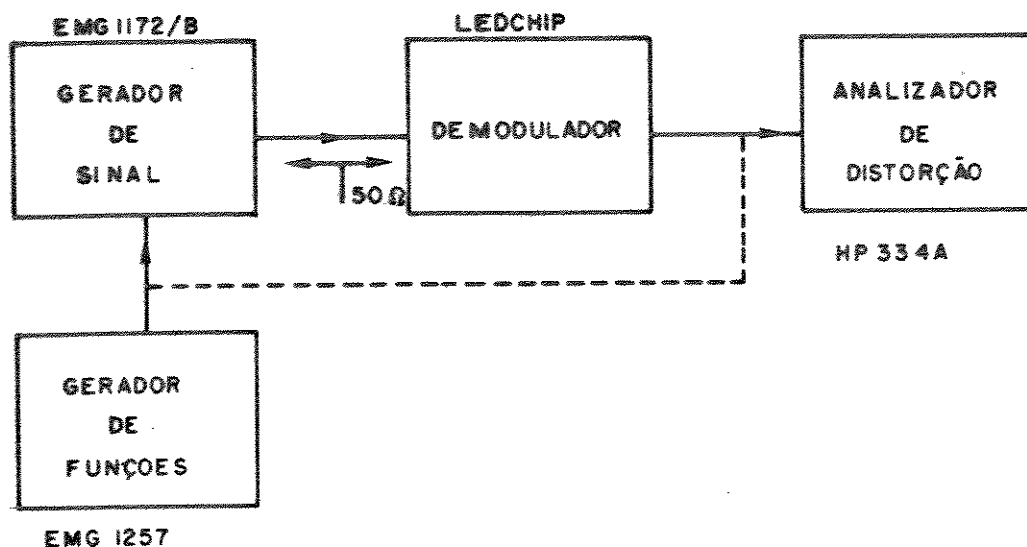


Fig.4.9 - Montagem de teste para medida de distorção harmônica total.

Como o gerador de funções já introduz distorção no sinal de informação e da mesma forma o gerador de sinal, e, além disso, como o analisador na verdade mede distorção + ruído, nós utilizamos a expressão abaixo para o cálculo da distorção somente devido ao demodulador:

$$DHTD = D + N - (DHTGF + DHTGS + RN) \quad (4.1)$$

onde

DHTD = Distorção harmônica total do demodulador,

D+N = Leitura do analisador de distorção,

DHTGF = Distorção harmônica total do gerador de funções,

DHTGS = Distorção harmônica total do gerador de sinais,

RN = Leitura do analisador de distorção na ausência de modulação.

A expressão 4.1 supõe que as não linearidade que produzem distorção dos elementos em questão sejam do mesmo tipo; por exemplo, não linearidade saturante, como

é o caso. Desta forma, é fácil mostrar que, se $DHTGF = 0,8\%$, $DHTGS = 0,4\%$ e $DHTD = 0,2\%$ então, o erro introduzido pela expressão 4.1 é $< 18\%$; se $DHTD = 0,4\%$, o erro $< 12\%$.

O valor de $DHTGF$ foi medido colocando o sinal do gerador de funções diretamente na entrada do analisador de distorção; o valor medido foi de $0,8\%$.

O valor de $DHTGS$ usado em 4.1 foi aquele fornecido pelo fabricante ($\approx 0,4\%$).

O valor de RN foi medido na ausência de modulação, para os dois valores de V_i .

A figura 4.10 mostra o gráfico da distorção harmônica total do demodulador em função da frequência "off-set" para os dois valores do sinal de entrada.

Para fins de comparação, nós mostramos a distorção de um demodulador do tipo quadratura. Podemos observar que mesmo para sinais de entrada ligeiramente maiores do que S , o desempenho do modulador proposto já é comparável ao demodulador convencional do tipo quadratura.

Para sinais fortes de entrada o desempenho é sensivelmente melhor, apresentando uma menor dependência com a frequência "off-set".

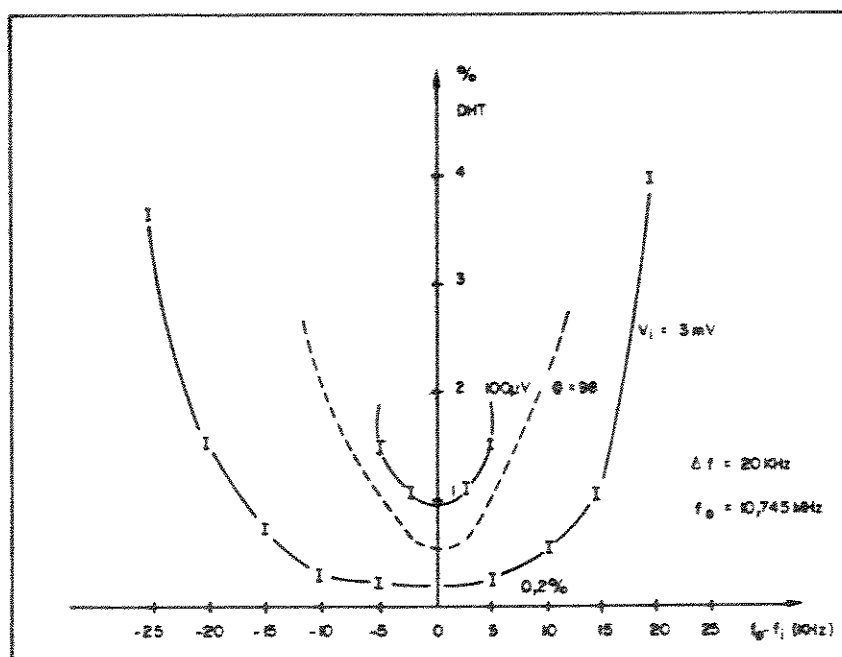


Fig. 4.10 - Distorção Harmônica Total do demodulador.

IV.3. CARACTERÍSTICAS DINÂMICAS

IV.3.1. REJEIÇÃO AM

A montagem utilizada para medida de rejeição AM foi a mesma mostrada na fig. 4.9, apenas com o gerador ajustado para modulação AM.

A rejeição AM (AMR) é definida como

$$AMR(dB) = 20 \log \frac{V_{SAM}}{V_{SFM}} \quad (4.2)$$

onde

V_{SFM} = Voltagem de saída do demodulador para o desvio de frequência do fundo de escala; no nosso caso $\Delta f = 20$ KHz;

V_{SAM} = Voltagem de saída do demodulador para um sinal de entrada modulado em amplitude ($m = 30\%$).

Normalmente esta medida é realizada com a frequência do sinal de entrada igual a frequência central de sintonia (no nosso caso frequência de livre oscilação).

A fim de evidenciar o caráter de rejeição AM intrínseco ao demodulador, nós levantamos a curva de rejeição AM em função da intensidade do sinal de entrada para três frequências do sinal de entrada: f_0 , $f_0 + 5$ KHz, $f_0 - 5$ KHz. A fig. 4.11 mostra os valores medidos.

A figura mostra que, para pequenos sinais nas três frequências do sinal de entrada, a rejeição AM é menor que -40 dB. Para sinais tão fortes quanto $1mV_{rms}$, a rejeição AM diminui para aproximadamente -35 dB para o pior caso. Esta redução na rejeição AM acontece para as três situações. Nós associamos esta diminuição à ligeira mudança na característica de conversão devido a saturação da entrada do amplificador A2.

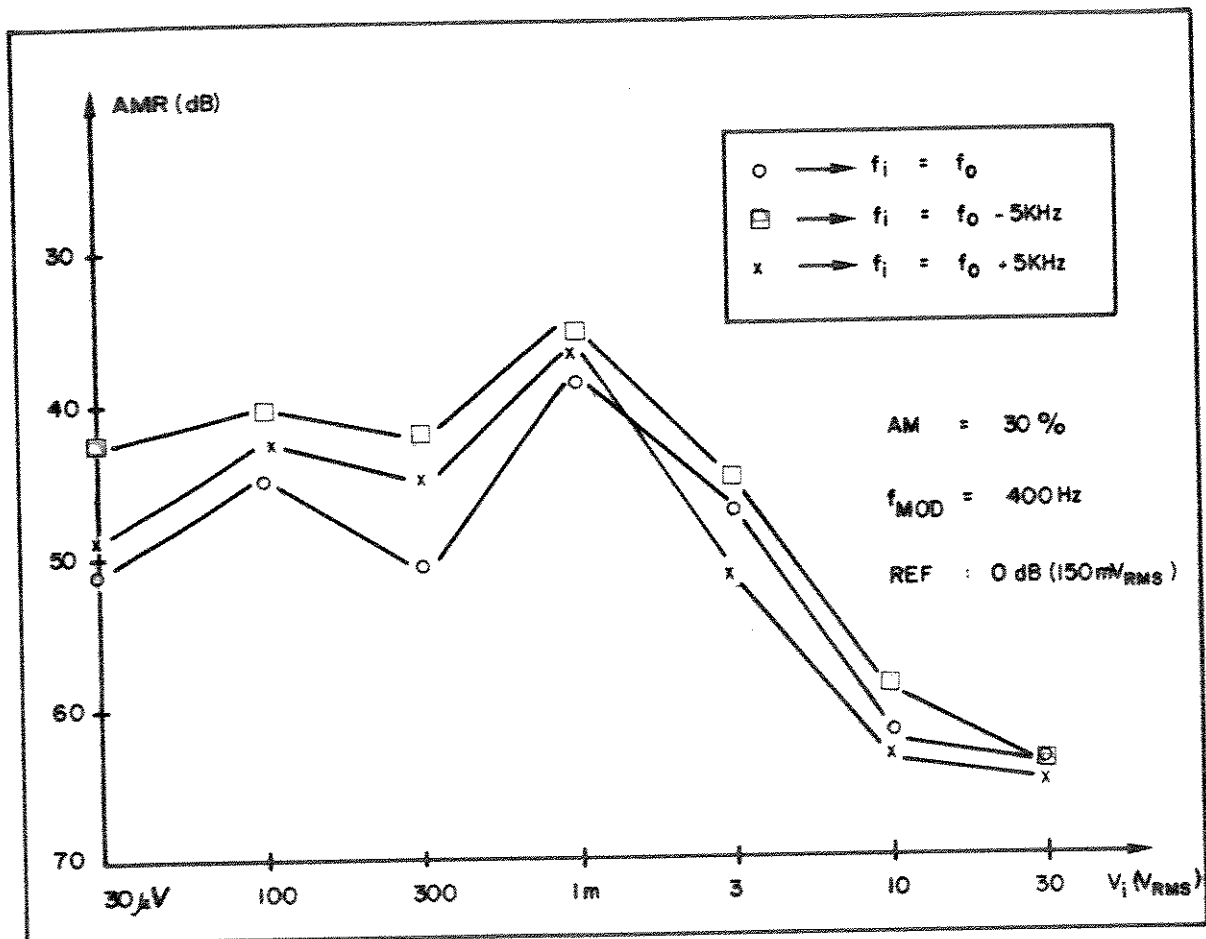


Fig. 4.11 - Rejeição AM em função da intensidade do sinal de entrada para três frequências do sinal de entrada.

IV.3.2. RAZÃO SINAL/RUÍDO

A montagem para medida da razão sinal ruído do demodulador está mostrada na fig. 4.12.

A fim de verificarmos a validade do nosso modelo nós realizamos as medidas

para as duas condições abaixo:

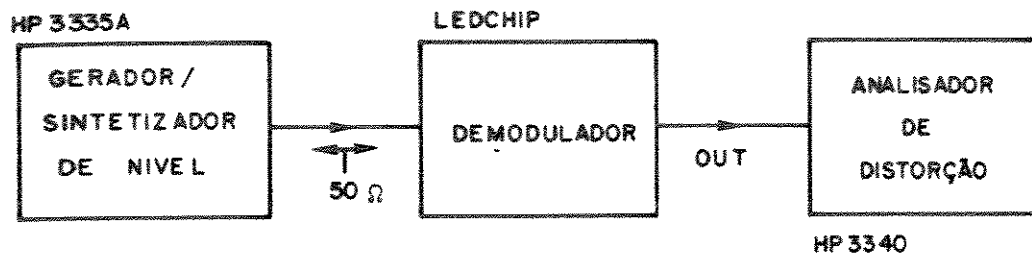


Fig. 4.12 - Montagem de teste para medida da razão sinal ruído.

Condição 1:

$$f_{LP} = 4 \text{ KHz}$$

$$\beta = 5$$

Condição 2:

$$f_{LP} = 2 \text{ KHz}$$

$$\beta = 10$$

A fig. 4.13 mostra um gráfico da razão sinal/ruído para as duas condições .

A figura mostra ainda os gráficos da razão sinal/ruído teóricos obtido pela expressão (I.6), onde N_{00} foi calculado com o uso da expressão (3.34). O valor de η_0 utilizado, foi aquele obtido na simulação. É importante lembrar que η_0 depende do ganho do amplificador de entrada, mas devido a estrutura deste amplificador (três estágios, em cascata), a dependência do valor de η_0 com A_1 é pequeno, de forma que é perfeitamente válido supor que η_0 utilizando no cálculo de N_{00} (ganho $A \approx 1500$) não difere muito do valor real (ganho $A \approx 980$).

Como pode ser observado na figura, existe uma excelente concordância dos

valores medidos com os valores previstos teoricamente para $V_i < 1 \text{ m VRMS}$, nas duas condições.

A aparente discrepância dos resultados a partir de $V_i > 1 \text{ m VRMS}$ é explicada pela saturação das entradas, 1 do modulador balanceado e do amplificador N2; a propósito, é via a saturação que os demoduladores convencionais atuam para a redução da potência do ruído na saída destes.

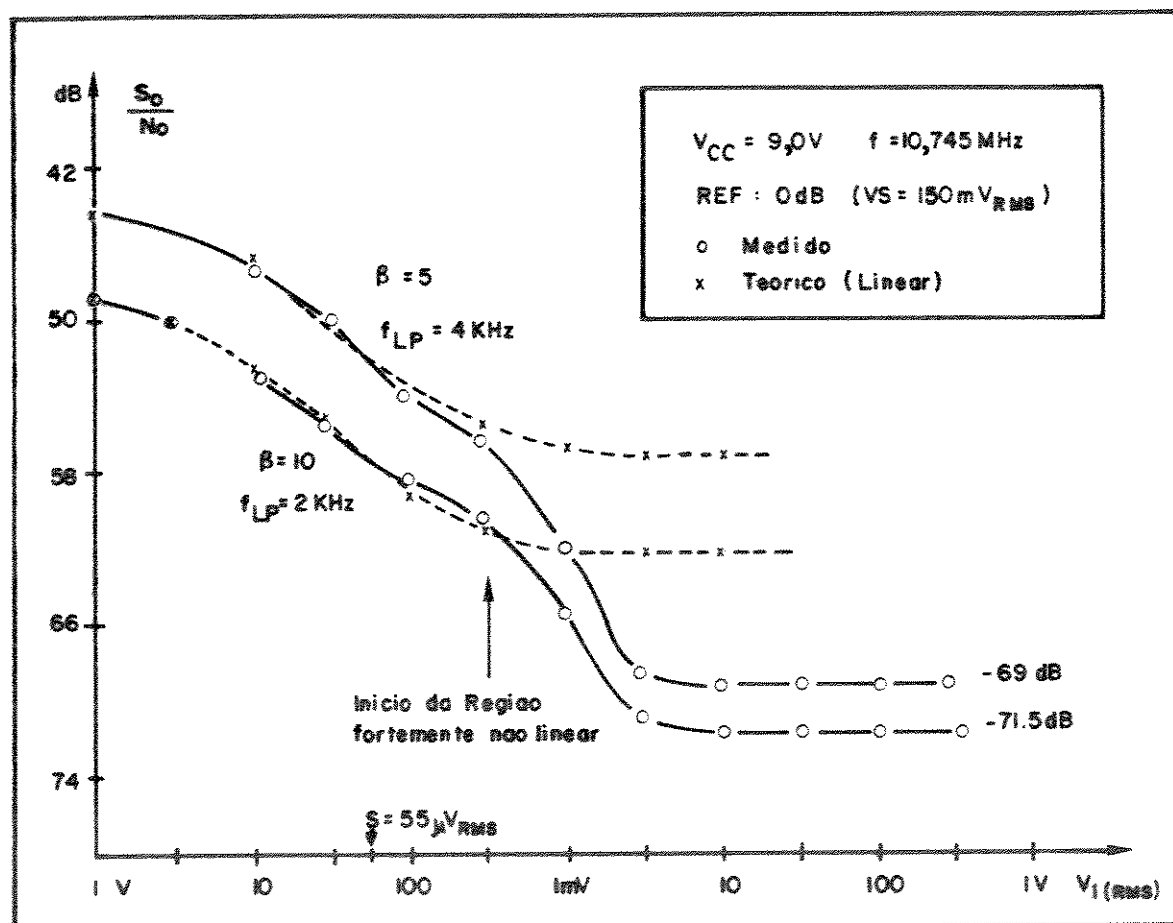


Fig. 4.13 - Razão sinal/ruído do demodulador.

IV.4. COMPARAÇÃO COM UM DEMODULADOR INTEGRADO COMERCIAL (LM 3089)

Para evidenciar o desempenho de um demodulador construído com a técnica proposta com relação a razão sinal/ruído, nós o comparamos teoricamente com o circuito integrado comercial LM 3089, para as mesmas condições de sensibilidade ($12 \mu V_{RMS}$), e razão de desvio ($\Delta f = 75 \text{ KHz}$); e ainda, supomos o mesmo esquema elétrico do demodulador construído neste trabalho. Assim, temos

da expressão (3.13b) vem

$$A = \frac{D}{H_0} \frac{2Q}{S} \frac{V_{oo}}{S} \quad (4.3)$$

Mantendo o produto DQ igual ao valor do projeto do capítulo III, teremos,

$$DQ = 1,87 \times 10^{-2} \times 98 \approx 18,3 \times 10^{-2}$$

Como D agora é igual a

$$D = \frac{75 \text{ KHz}}{10,7 \text{ MHz}} \approx 7 \times 10^{-3}$$

Então Q fica determinado e igual à

$$Q = \frac{18,3 \times 10^{-2}}{7 \times 10^{-3}} \approx 26$$

Do "data sheet" deste C.I. [37], $S = 12 \mu \text{ VRMS}$ (típico).

Substituindo D, Q e S(x 1.41) na expressão (4.3), resulta

$$A \approx 4.400 \quad \Rightarrow \quad \approx 72,8 \text{ dB}$$

Como $N_1 = 3$, então

$$A_1 = 1466$$

Para alcançar este ganho nós simplesmente redimensionamos os resistores de carga dos três estágios do amplificador de entrada.

A fig. 4.14 mostra um gráfico do ruído de entrada deste amplificador (simulação).

LEGEND:

*: INOISE
+: ONOISE

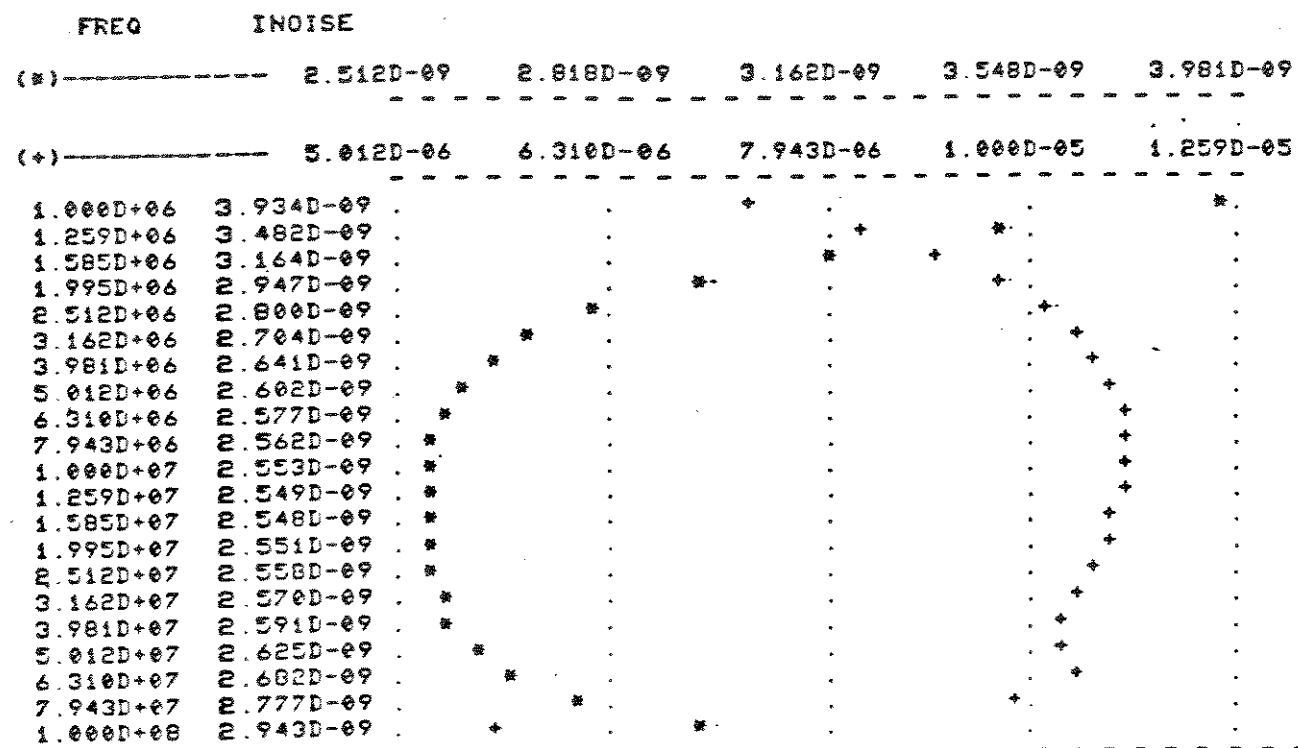


Fig. 4.14 - Ruído equivalente de entrada.

Da fig. 4.14 temos

$$(\eta_0) = (2,5 \times 10^{-9})^2 V_{RMS}/Hz$$

Da observação do circuito de teste do LM 3089 [37] temos

$$\omega_{LP} = 2\pi f_{LP} = 12,56 \times 10^3$$

Isto corresponde a $\beta \approx 37$

De (3.35) vem

$$\frac{N_{oo}}{S_o} = \frac{2\eta_o}{\pi} \omega_{Lp} \approx 1,73 \times 10^{-4} \Rightarrow -37,6 \text{ dB}$$

Com o uso de (1.6) nós levantamos um gráfico de N_o/S_o versus V_i . A fig. 4.15 mostra este gráfico juntamente com a razão sinal/ruído do LM 3089 fornecido pelo fabricante. Está mostrada ainda, a razão sinal ruído de um demodulador construído com um ILO "ideal" ($V_o = \text{constante}$).

Como podemos observar, este demodulador apresentaria uma redução considerável na potência do ruído para sinais fracos (curva a) (para $V_i = S$, uma redução da ordem de 10 dB). No caso do demodulador com um ILO "ideal" (curva b), é evidente a excepcional melhora na razão sinal/ruído.

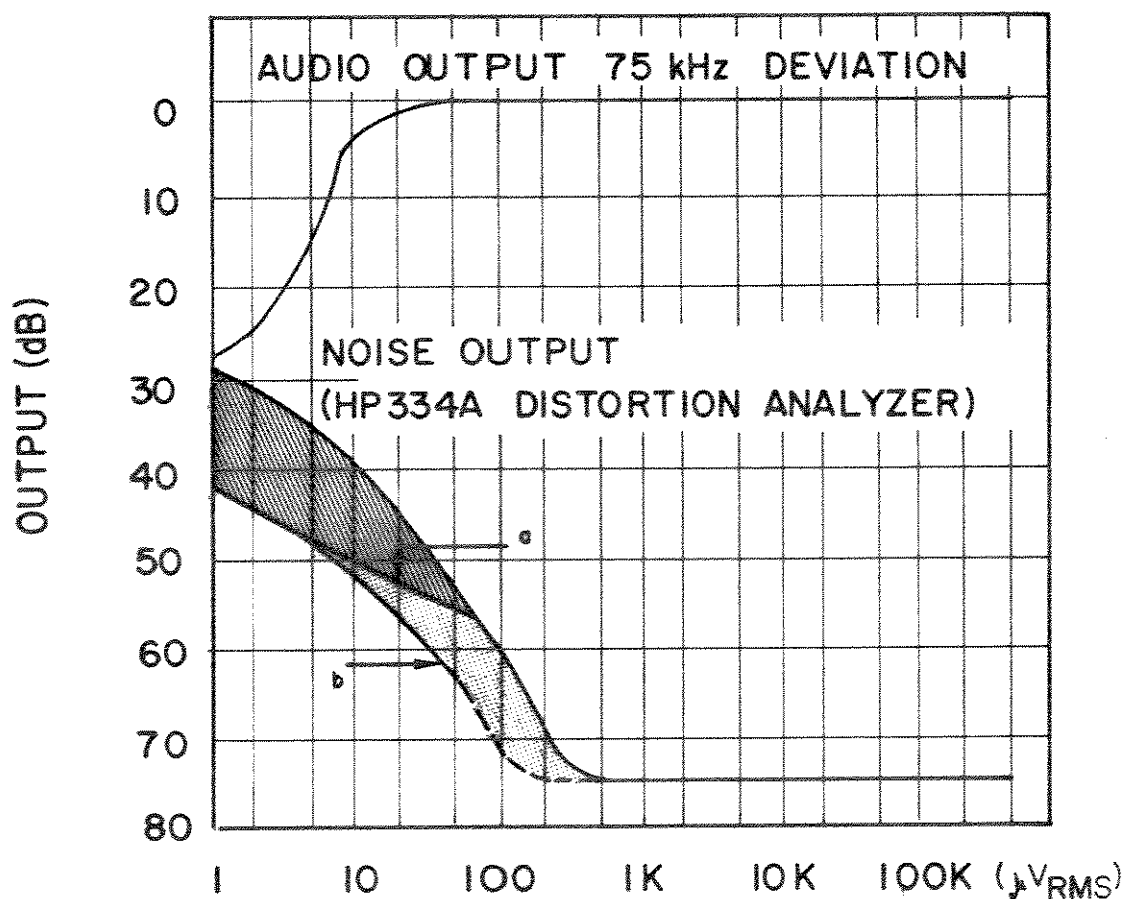


Fig. 4.15 - Comparação entre um demodulador utilizando a técnica proposta e o circuito integrado LM3089.

IV.5. CONCLUSOES FINAIS E PERSPECTIVAS FUTURAS

Utilizando o fenômeno "injection locking", que até o momento, somente era explorado para aplicação nos sistemas de microonda, nós analisamos, projetamos e construímos, um demodulador síncrono de frequência na forma de um circuito integrado, para detecção de sinais FM FI de TV e "Broadcast" comercial.

O desempenho do demodulador construído, no que diz respeito à rejeição AM e distorção harmônica total, é comparável e até melhor que os demoduladores convencionais, sendo que a distorção harmônica é ditada, principalmente, pela característica do "delay time" do filtro cerâmico utilizado.

O desempenho do demodulador, com relação a razão sinal/ruído, é excelente, e é alcançado antes pela capacidade do ILO em suprimir ruído, que pela saturação de transistores.

O exemplo da seção IV.4 , deixa claro a potencialidade desta técnica e estimula-nos a procura de estruturas de ILO "ideais" (V_o constante), como a estrutura apresentada no Apêndice II.

Finalizando, nós sugerimos como continuação deste trabalho:

- 1) Estudo mais detalhado do ILO apresentado no Apêndice II.
- 2) Implementação a nível de "breadboard" e posterior integração de um demodulador com este ILO.
- 3) Estudo de outras possíveis aplicações de ILO em circuitos integrados de consumo, como, por exemplo: Decodificador de FM estéreo.

APÊNDICE I

DEGRADAÇÃO DA SUPRESSÃO DE RUÍDO DO DEMODULADOR

A fim de verificarmos o efeito da variação da amplitude de oscilação na característica N_{oxVi} , nós assumimos que a expressão (2.62) para FSFM, continua válida, para sinais de sincronismo com amplitude comparável à amplitude de oscilação. Inicialmente, vamos supor que o filtro passa baixas, na saída do demodulador, é ideal com largura de banda $2\omega_{Lp} = 2\omega_{max}$.

Da expressão 3.25, temos

$$N_o = \frac{A^2 G \Delta \omega_p^2}{4\pi} \int_{-\omega_{Lp}}^{\omega_{Lp}} \text{FSFM} [S_{ni}(\omega_o + \omega) + S_{ni}(\omega_o - \omega)] d\omega \quad (1.1)$$

Para um ruído branco com densidade de potência igual a $\eta_o/2$, a expressão (1.1) torna-se

$$N_o = \frac{A^2 G \Delta \omega_p^2 \eta_o}{4\pi} \int_{-L_p}^{\omega_{Lp}} \text{FSFM} d\omega = \frac{A^2 G \Delta \omega_p^2 \eta_o}{4\pi} \text{FSPR}(\omega_{Lp}) \quad (1.2)$$

Substituindo a expressão de $\text{FSPR}(\omega_{Lp})$ (2.65), resulta

$$\frac{N_o}{N_{oo}} = \left(1 - \frac{A V_i \omega_o H_o}{V_o 2Q \omega_{Lp}} \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega_{Lp}}{\frac{A V_i \omega_o H_o}{V_o 2Q}} \right) \quad (I.3)$$

Supondo que a dependência de V_o com V_i possa ser descrita de acordo com a expressão (2.86), é fácil mostrar que a expressão (I.3) torna-se

$$\frac{N_o}{N_{oo}} = \left(1 - a \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{a} \right) \quad (I.4)$$

onde

$$a = \frac{\beta}{1 + \frac{1,4 DQ}{H_o} \frac{V_i}{S}} \quad (I.5)$$

Se o filtro passa baixas ideal for substituído por um filtro passa baixas real com um simples polo em ω_{Lp} , então, a potência do ruído na saída é agora calculada por

$$\begin{aligned} N_o &= \frac{A^2 G \Delta \omega_p \eta_o}{4\pi} \int_{-2\pi L}^{2\pi L} \operatorname{FSFM}(\omega) |H_{Lp}(j\omega)|^2 d\omega \\ &= \frac{A^2 G \Delta \omega_p \eta_o}{4\pi} \int_{-2\pi L}^{2\pi L} \operatorname{FSFM}(\omega) \frac{\omega_{Lp}^2}{\omega^2 + \omega_{Lp}^2} d\omega \end{aligned} \quad (I.6)$$

onde $2L$ é a largura de banda do filtro cerâmico em Hz (280 KHz).

Este limite de integração é justificado por duas razões: 1) o filtro cerâmico utilizado apresenta uma característica plana na região passante e acentuada na região de transição; 2) para $\beta > 1$, a contribuição da integral, além dos limites de integração (L), é muito pequena (erro $< 0,5$ dB).

A substituição de (2.62) em (I.6) e realizando a integração, resulta em:

$$\frac{N_o}{N_{oo}} = \frac{1}{a^2 - 1} \left[a \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\pi L}{a \cdot \omega_{Lp}} - \operatorname{tg}^{-1} \frac{2\pi L}{\omega_{Lp}} \right] \quad (I.7)$$

onde

$$L = 140 \text{ KHz}$$

Para $V_i = 0$

$$N_o = \frac{\pi}{2} N_{oo} \quad (I.8)$$

A figura I.1 mostra a dependência da potência do ruído na saída, N_o em função de V_i/S , para vários valores de β . Os valores de Q e H_o foram aqueles do projeto. É mostrada, ainda com o objetivo de comparação, a potência de ruído para o caso de um ILO "ideal" (isto é, a amplitude de oscilação não depende do sinal de sincronismo) com um filtro passa baixas ideal e real.

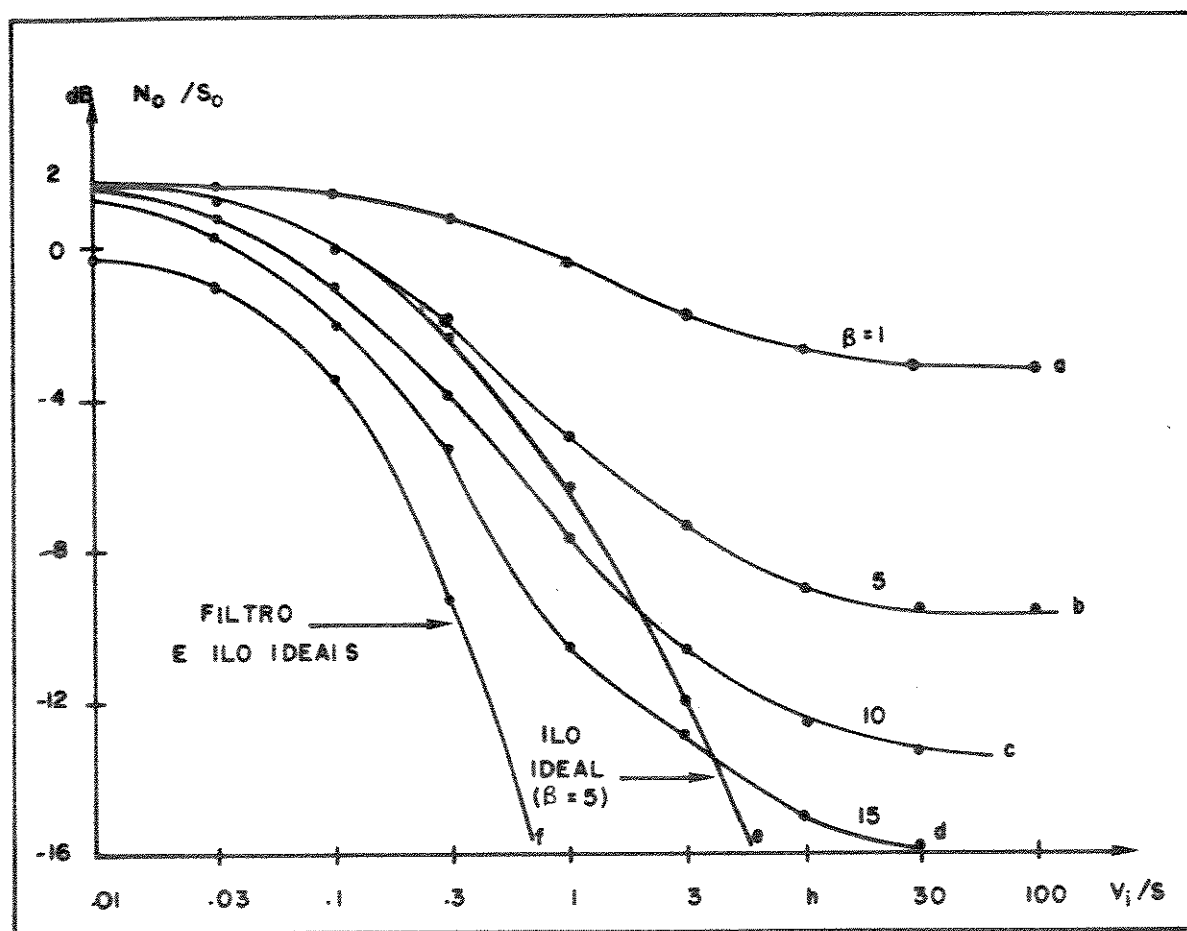


Fig. I.1 - Dependência da potência do ruído na saída do demodulador em função de V_i/S .

A figura I.1 mostra que para menores valores de β a degradação na redução da potência do ruído com o aumento da intensidade do sinal é maior. Para $\beta=1$, praticamente nenhuma redução ocorre.

Como pode ser observado na expressão (I.5), o termo $1,40 DQ/H_0$ é responsável por uma maior ou menor degradação na redução da potência do ruído. Como a razão desvio D é uma característica do sinal FM de entrada, e H_0 (o fator de perda por inserção) é praticamente o mesmo para todos os filtros cerâmicos, restaria apenas escolher um filtro cerâmico com menor Q , a fim de minimizar o efeito de degradação na redução da potência do ruído; mas de acordo com a expressão (3.34), aumentaria o valor de N_{00} , de maneira que nenhum ganho na redução do ruído seria obtido.

Reportando-nos novamente a fig. I.1, nós observamos que, caso o ILO mantivesse a amplitude de oscilação constante, com um sinal de entrada de amplitude igual a S , que é a intensidade na qual o demodulador efetivamente faz a conversão FM-AM, uma redução de aproximadamente 18 dB, para $\beta=5$, abaixo de N_{00} , seria obtida; o que é uma redução considerável.

A fim de minimizar o efeito da degradação na supressão da potência do ruído em um demodulador baseado na técnica proposta, nós apresentamos no Apêndice II, uma nova estrutura de um ILO, que mantém a amplitude de oscilação praticamente constante, com relação a intensidade do sinal de sincronismo.

APÊNDICE II

PROPOSTA DE UMA NOVA ESTRUTURA DE UM ILO

Como visto no apêndice I, o aumento da amplitude do ILO com o aumento da amplitude do sinal de sincronismo produz uma redução acentuada na razão sinal/ruído, para $\beta=5$ e $V_i=S$ de ≈ 10 dB.

Com o objetivo de otimizar o desempenho de um demodulador utilizando a técnica aqui proposta, nós apresentamos na fig. II.1, uma nova estrutura de um ILO, cuja amplitude de saída é praticamente independente da amplitude do sinal de sincronismo.

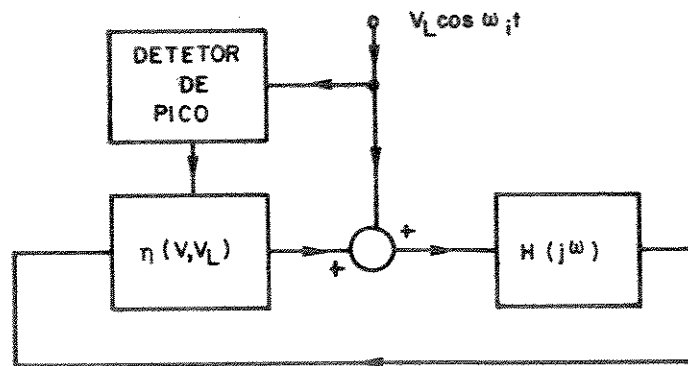


Fig. II.1 - Nova estrutura de um ILO.

A nova estrutura do ILO consiste dos blocos do ILO convencional mais um detetor de pico.

O papel do detetor de pico é reduzir o ganho de malha fechada do ILO com o aumento de V_L .

A constante de tempo do detetor deve ser pequena com relação a variação da amplitude do sinal de sincronismo e, elevada com relação a um período de oscilação.

A função descrevente do elemento não linear agora é dada por

$$\eta(V, V_L) = g \left(1 - \frac{\alpha V_L}{V_T} \right) \frac{a}{b + \frac{V}{V_T}} \quad (II.1)$$

onde a, b, g e V_T foram definidos no capítulo II e, α/V_T é o ganho do detetor de pico.

As equações dinâmicas do ILO, são agora dadas por

$$\dot{V}_o = \frac{\omega_o}{2Q} \left[\left(1 - \frac{gH_o a (1 - \frac{\alpha V_L}{V_T})}{b + V/V_T} \right) V_o - H_o V_L \cos \theta \right] \quad (II.2)$$

$$\dot{\theta} = -\Delta\omega_L - \frac{H_o \omega_o V_L}{2Q V_o} \sin \theta \quad (II.3)$$

Normalizando de acôrdo com as definições (2.83), vem

$$DX_o = -X_o + \frac{gH_o a (1 - \alpha p)}{b + X_o} X_o + H_o \rho \cos \theta_o \quad (II.4)$$

$$D\theta_o = -\delta - \frac{H_o \rho}{H_o} \sin \theta_o \quad (II.5)$$

Utilizando os mesmos valores para a, g, H_o e b do capítulo II, e com $\alpha = 0,131$, nós mostramos nas figs. I.1 à I.4, os resultados simulados com o programa "Phaser".

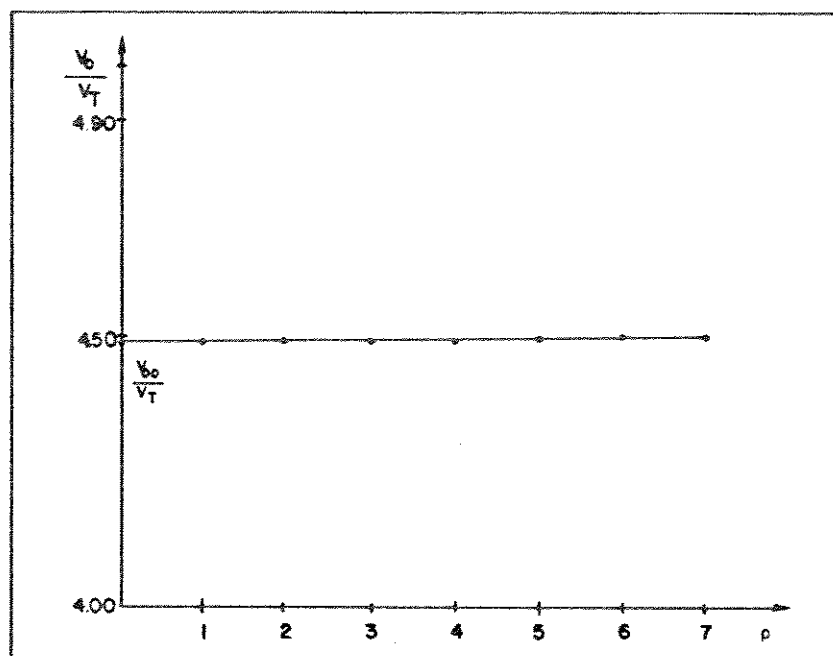


Fig. II.2 - Dependência da amplitude de oscilação com a amplitude do sinal de sincronismo na frequência livre oscilação.

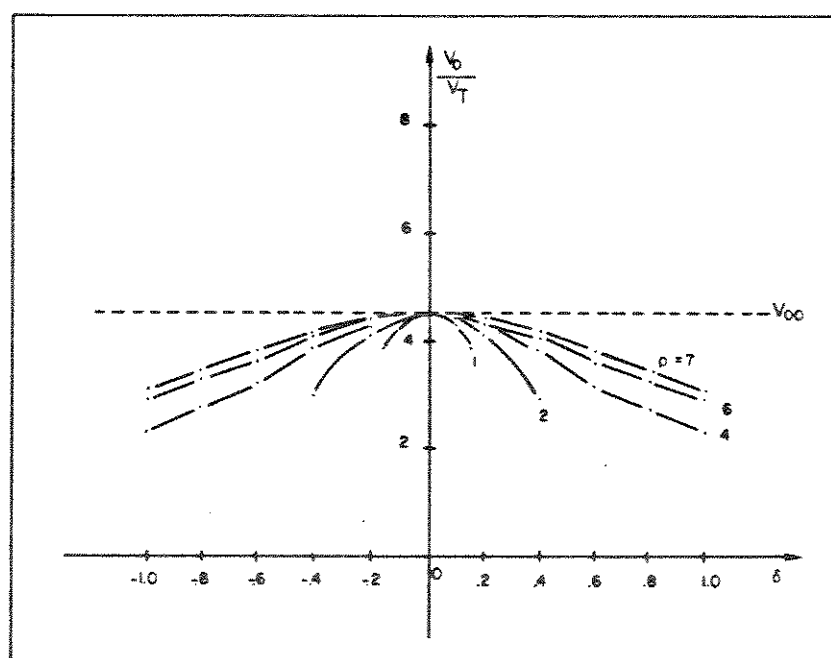


Fig. II.3 - Dependência da amplitude de oscilação em função da frequência "off-set" para diferentes valores de ρ .

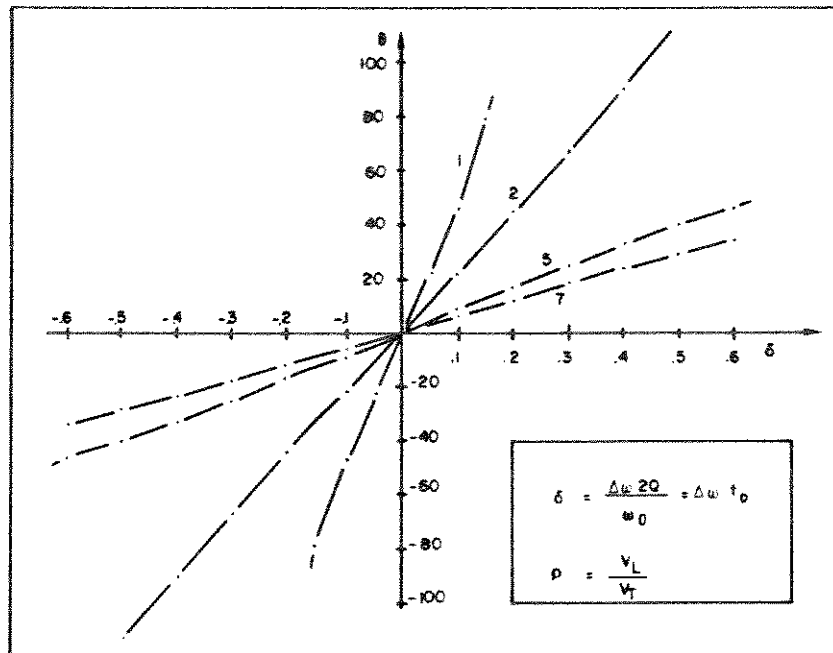


Fig. II.4 - Dependência da diferença de fase entre o sinal do ILO, e o sinal de sincronismo, em função da frequência "off-set", para diferentes valores de ρ

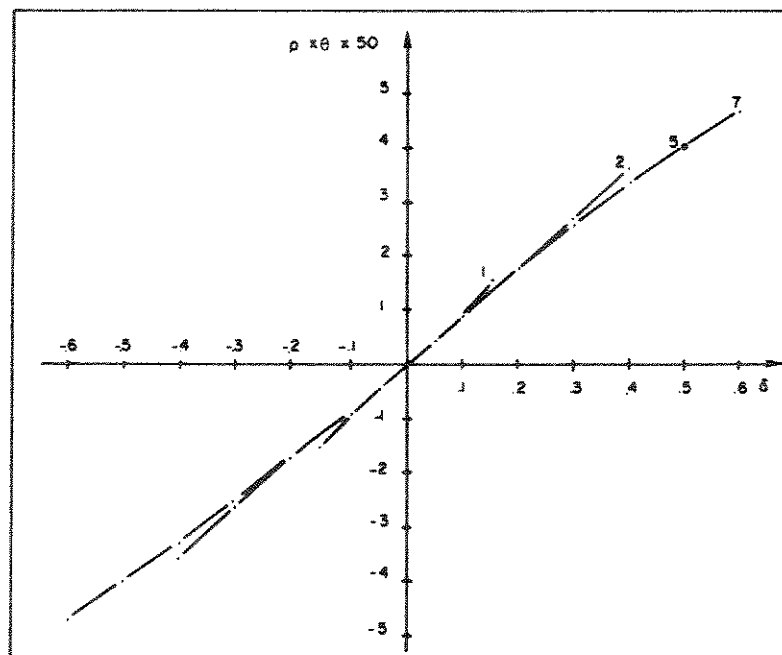


Fig. II.5 - Dependência do produto $\rho x \theta$ em função da frequência para diferentes valores de ρ .

Como pode ser observado na fig. II.2, a amplitude de oscilação é praticamente constante, independente da intensidade do sinal de sincronismo. Além disso, para frequências "off-set" diferentes de zero (fig. II.3), a amplitude de oscilação varia de forma menos acentuada que a do ILO convencional (fig. 2.10); como consequência uma melhor linearidade de θ com o desvio de frequência é alcançada, como mostra a fig. II.4.

O produto $\theta x p$ mostrado na fig. II.5. evidencia, com relação ao ILO convencional, uma acentuada melhoria na rejeição AM intrínseca da nova estrutura.

Resumindo, nós acreditamos que a utilização desta nova estrutura no demodulador proposto, resultaria numa sensível melhoria do desempenho deste, no que diz respeito às suas características principais, rejeição AM, distorção e razão sinal/ruído, a custo de uma complexidade reduzida.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Clarck and Hess: *Communications Circuits*, New York, Wiley, 1971.
- [2] E. J., Baghdady: *Lectures on communication system theory*, New York, Mcgraw-Hill, 1961.
- [3] J. J., Stoker: *Nonlinear vibrations*, New York, Wiley, 1968.
- [4] W.J.,Cunningham: *Introduction to nonlinear analysis*, New York, Mcgraw-Hill, 1958.
- [5] N., Minorsky: *Nonlinear oscilations*, Princeton, N.J. Trand, 1962.
- [6] C., Hayashi: *Nonlinear oscillation in physical systems*, New York, Mcgraw-Hill, 1964.
- [7] A., Blaquiére: *Nonlinear system analysis*. New York, Academy Press, 1966.
- [8] B. Van der Pol: *Forced oscillations in a circuits with negative-resistance*, Phil. Mag., vol. 3, pp. 65-80, Jan., 1927.
- [9] B. Van der Pol: *The nonlinear theory of electric oscillations*, Proc. IRE, vol.22, pp. 351-357, Set., 1934.
- [10] R. Adler: *A study of locking phenomena in oscillators*, Proc. IRE, Vol. 34, pp. 351-357, Jun., 1946.
- [11] L.J. Paciorek: *Injection of oscillators*, Proc. IEEE, vol. 53, pp. 1723-1727, Nov., 1965.
- [12] Kurokawa, K.: *Noise in synchronized oscillators*, IEEE Trans., MTT-16, pp. 234-240, 1968.
- [13] N.B. Chakraberti and B.N. Biswas: *Locking phenomena in phase locked oscillators*, Ind. J. Phys., vol. 38, p. 148, Mar., 1964.

- [14] B.N. Biswas: *RMS frequency error of injection-synchronized oscillators*, IEEE Trans. Circuit Theory (corres.), vol. CT-17, pp. 637-639, Nov., 1970.
- [15] J.K. Kurokawa: *Stability of injection locked oscillators*, Proc. IEEE, vol. 60, pp. 907-908, Jul., 1972.
- [16] K. Kurokawa: *Injection locking of Microwave solid-state oscillators*, Proc. IEEE, vol. 61, pp. 1336-1410, Oct., 1973.
- [17] M.T. Jeżewski: *An approach to the analysis of injection-locked oscillators*, IEEE Trans. Circuits Syst., CAS-21, pp. 395-401, May, 1974.
- [18] M.T. Jeżewski: *Further remarks on injection locking*, *ibid.*, CAS-22, pp. 960-962, 1975.
- [19] E.F. Calandra, A.M. Sommariva: *Approach to the analysis of nonlinear feedback oscillators under large-signal injection*, IEE Proc., vol. 133, pp. 233-241, Oct., 1986.
- [20] Z. Bonenn: *Stability of forced oscillations in nonlinear feedback systems*, IRE Trans. Automat. Contr., vol. PGAC-6, pp. 109-111, Dec., 1958.
- [21] A. Gelb, and W.E. Van der Velde: *Multiple Input Describing Functions and Nonlinear System Design*, New York, McGraw-Hill, 1968.
- [22] A. Buonomo, C. Di Bello and O. Greco: *A criterion of existence and uniqueness of the stable limit cycle in second order oscillators*, IEEE Trans. Circuits and Syst., vol. CAS-30, 1983.
- [23] S.M. Rytov: *Fluctuations in oscillating systems of the Thomson type, I*, Sov. Phys.-JETP, vol. 2, pp. 217-224, Mar., 1956.
- [24] S.M. Rytov: *Fluctuations in oscillating of the Thomson type, II*, Sov. Phys.-JETP, vol. 2, pp. 225-235, Mar., 1956.
- [25] A.N. Malakhov: *On the amplitude and phase fluctuations of an auto-oscillator*, Radiophysics, vol. 6, pp. 495-500, Mar., 1963.

- [26] A. N. Malakhov: *Synchronization of a generator by the random quasi-sinusoidal signal*, Radiophysics, vol. 6, pp. 501-512, Mar., 1963.
- [27] B. N. Biswas: *RMS frequency error of injection-sincronized oscillators*, IEEE Trans. Circuits Theory (corresp.), vol. CT-7, pp. 637-639, Nov., 1970.
- [28] T. Osobe and M. Tokida: *Noise reduction of oscillators by phase locking*, Electron. Commun. Japan, vol. 50, pp. 52-59, Nov., 1967.
- [29] M. E. Hines, J. C. R. Collinet, and J. G. Ondria: *FM noise suppression of an injection phase-locked oscillator*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp. 738- 742, Set., 1968.
- [30] K. Kurokawa: *Noise in synchronized oscillators*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp. 234-240, Abr., 1968.
- [31] A.Papoulis: *Probability Random Variables, and Stochastic Processes*, New York, McGraw, International Student Edition, 1965.
- [32] C. A. M. Boon: *Design of high-performance negative-feedback oscillator*, Tese de doutorado, Universidade de Delft, Holanda, 1989.
- [33] Schwarztz, M., Bennett, W.R. and Stein, S.: *Communication Systems and Techniques*, New York, McGraw-Hill Book Co., 1966.
- [34] Rice, S.O.: *Noise in FM receivers*, Chapter 25, pp. 395-424, in Proceeding of the Symposium on Time Series Analysis", M. Roseblatt (Editor), New York, John Wiley & Sons, 1963.
- [35] Peyton Z. Peebles, Jr.: *Communication System Principles*, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1976.
- [36] D. A. Moreira e M. M. Fratel Jr.: *Edchip - Editor dinâmico de chips*, Anais do II Simpósio Brasileiro de Concepção de Circuitos Integrados, pp. 13-22, Gramados, RS, abr., 1988.
- [37] National: *Linear Data Book*, 1988.