

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MEDIDOR DE VALOR EFICAZ

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

RUI CESAR MENGUE

FLORIANÓPOLIS, JUNHO DE 1981

MEDIDOR DE VALOR EFICAZ

RUI CESAR MENGUE

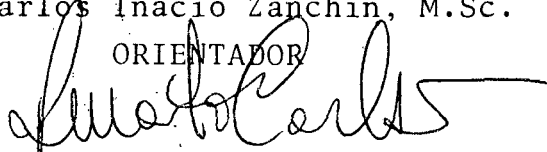
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
"MESTRE EM ENGENHARIA"

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA
FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.

ORIENTADOR



Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.

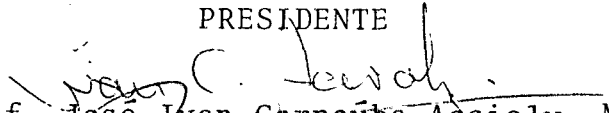
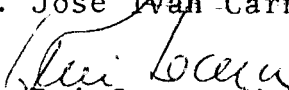
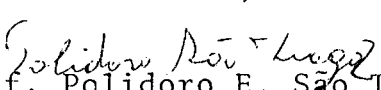
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA



Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.

PRESIDENTE


Prof. José Ivan Carnaúba Accioly, M.Sc.
Prof. Rui Seara, M.Sc.
Prof. Polidoro E. São Tiago Filho, M.Sc.

Aos meus pais

Aos meus irmãos

À Elizabeth

A G R A D E C I M E N T O S

Ao Prof. Carlos Inácio Zanchin, pela orientação prestada neste trabalho.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica, e seus funcionários.

Ao CNEN, pelo auxílio financeiro.

Aos meus colegas, professores, e a todos que contribuíram, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho.

A Arnaldo José Perin, pelas sugestões e fotografias.

A Rita de Cássia Broering Nascimento, pela datilografia.

A minha mãe, e a minha irmã, pelo inestimável incentivo e apoio prestado.

A Elizabeth, por seu carinho e paciência.

R E S U M O

Neste trabalho, desenvolveu-se um instrumento capaz de converter o valor eficaz, de qualquer sinal variável periodicamente com o tempo, em um nível de tensão contínua.

Estudou-se e implementou-se o protótipo de um medidor de valor eficaz verdadeiro, com circuitos integrados analógicos, que executam as operações matemáticas da fórmula da definição do valor eficaz.

A conversão é feita com um módulo multiplicador-divisor, que possibilita a obtenção da operação raiz quadrada implicitamente, utilizando-se circuitos logarítmicos.

Obteve-se conversão em uma faixa de amplitude de 20 mV a 2000 V, nas frequências de 1 Hz a 100 kHz.

Utilizou-se, para a leitura do valor eficaz detectado, um mostrador digital de 3 1/2 dígitos.

O protótipo desenvolvido comprovou satisfatoriamente os aspectos teóricos. Apresenta-se alguns dos resultados.

A B S T R A C T

In this work an instrument was developed to convert the RMS value of any time periodic signal into a dc signal.

The prototype of a true RMS measurer was studied and implemented, with analogic integrated circuits, which perform the mathematical operations of the RMS value definition formula.

The conversion is made with a multiplication-division module which enables the implicit square root operation by means of logarithmic circuits.

The conversion was obtained for an amplitude range of 20 mV to 2000 V, in the frequencies of 1 Hz to 100 kHz.

The reading of the converted RMS value was made with a 3 1/2 digit display.

The prototype developed confirms satisfactorily the theoretical aspects. Some results are presented.

S U M Á R I O

	Pag.
SIMBOLOGIA	x
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA	1
1.1.1. Necessidade do valor eficaz	1
1.1.2. Necessidade do valor eficaz verdadeiro	2
1.2. REVISÃO DA LITERATURA - TÉCNICAS DE SOLUÇÃO	4
CAPÍTULO 2 - OS BLOCOS CONSTITUINTES	10
2.1. INTRODUÇÃO	10
2.2. APRESENTAÇÃO DOS BLOCOS	10
2.2.1. Conversor de valor eficaz	12
2.2.2. Circuito de entrada	12
2.2.3. Indicador de saturação de escala	13
2.2.4. Mostrador digital	13
2.3. CIRCUITO DE VALOR ABSOLUTO	13
2.3.1. Análise de um retificador básico	14
2.3.2. Retificador de meia onda de precisão	16
2.3.3. Análise dos erros em cc	18
2.3.4. Variação da impedância de saída	20
2.3.5. Resposta em frequência	20
2.3.6. Aumento da largura de banda do retificador	21
2.4. CIRCUITO LOGARÍTMICO	22
2.4.1. Transistor bipolar como elemento logarítmico ...	22
2.4.2. Conexões do elemento logarítmico	25
2.4.3. Compensação de fase	26
2.4.4. Proteção para o transistor logarítmico	30
2.4.5. Efeito da temperatura	30
2.4.6. Desempenho do ampop	31
2.5. CIRCUITO ANTI-LOGARÍTMICO	32
2.6. CIRCUITO MULTIPLICADOR-DIVISOR	32

2.7.	INTEGRADOR	35
2.8.	CONVERSOR DE VALOR EFICAZ	39
2.8.1.	O circuito	39
2.8.2.	Resposta para sinais periódicos e contínuos ...	40
2.8.3.	Erros na resposta em frequência	42
2.8.4.	Resposta para sinais com alto fator de crista .	47
2.8.5.	Tempo de resposta do conversor	53
2.8.6.	Análise dos erros em cc	56
2.8.7.	Níveis das correntes nos coletores	58
2.8.8.	Compensação de fase	60
2.9.	CIRCUITO DE ENTRADA	71
2.10.	INDICADOR DE SATURAÇÃO DE ESCALA	76
2.11.	MOSTRADOR DIGITAL	78
	CAPÍTULO 3 - PROJETO	80
3.1.	INTRODUÇÃO	80
3.2.	CONVERSOR DE VALOR EFICAZ	81
3.2.1.	Determinação dos níveis de operação do conversor	81
3.2.2.	Transistores TR ₁ a TR ₄	82
3.2.3.	Níveis das correntes nos transistores	82
3.2.4.	Conexões e proteção para os transistores	85
3.2.5.	Escolha dos amplificadores operacionais	86
3.2.6.	Componentes para compensação dos circuitos logarítmicos	87
3.2.7.	Determinação do tempo de resposta do medidor ..	94
3.2.8.	Componentes para o ajuste do CVE	97
3.2.9.	Componentes para o circuito de valor absoluto .	97
3.3.	CIRCUITO DE ENTRADA	100
3.4.	INDICADOR DE SATURAÇÃO DE ESCALA	106
	CAPÍTULO 4 - CALIBRAGEM	111
4.1.	INTRODUÇÃO	111
4.2.	AJUSTE DO CVE	111
4.3.	AJUSTE CA DO ATENUADOR DE ENTRADA	113
	CAPÍTULO 5 - RESULTADOS	114

CAPÍTULO 6 - DISCUSSÃO	124
CAPÍTULO 7 - CONCLUSÕES	128
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	133
APÊNDICE 1 - DEFINIÇÃO DO VALOR EFICAZ	136
APÊNDICE 2 - VALORES EFICAZES DAS FORMAS DE ONDAS BÁSICAS ...	138
APÊNDICE 3 - MOSTRADOR DIGITAL	146
APÊNDICE 4 - FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO MEDIDOR	149
APÊNDICE 5 - PAINEL DO PROTÓTIPO	150
APÊNDICE 6 - EQUIPAMENTOS UTILIZADOS	151
APÊNDICE 7 - OPERAÇÃO RAIZ QUADRADA IMPLÍCITA	152

S I M B O L O G I A

A	- Ganho de malha aberta de um amplificador operacional.
A_C	- Ganho cc de malha aberta de um amplificador operacional.
Ampop, AO	- Amplificador operacional.
cc, ca	- Corrente contínua e alternada, respectivamente.
C_{i1} a C_{i4}	- Soma da capacitância da junção coletor base do transistor, e da capacitância de entrada do ampop, nos circuitos logarítmicos AO ₁ -TR ₁ a AO ₃ -TR ₃ , e no circuito anti-logarítmico AO ₄ -TR ₄ .
C_{i6}	- Capacitância de entrada do ampop AO ₆ .
CVE	- Conversor de valor eficaz.
ϵ_{CA}	- Erro fracional na entrada, devido ao acoplamento ca.
ϵ_{LS}	- Erro fracional na saída do CVE, devido a um sinal senoidal de baixa frequência.
$\epsilon_{HP}, \epsilon_{LP}$	- Erros fracionais na saída do CVE, devido a um trem de pulsos, com alta e baixa frequência de entrada, respectivamente.
$\epsilon_{OP}, \epsilon_{OS}$	- Erros fracionais instantâneos no CVE, devido a tensão de ondulação de saída, para trem de pulsos e senóide de entrada, respectivamente.
ϵ_S	- Erro na saída do CVE, devido ao tempo de resposta do conversor.
ϵ_{TP}	- Erro fracional na saída do CVE, devido a limitação da taxa de rampa máxima (T_{RM}) de um ampop.
f_C	- Frequência de -3dB, do ganho de malha aberta, de um ampop com polo dominante.
FC	- Fator de crista.
f_{LP}, f_{LS}	- Frequências mínimas de entrada, para trem de pulsos e senóide, respectivamente.
f_M	- Frequência máxima de entrada, para sinais senoidais.

f_p, f_z	- Frequências de polo e zero, respectivamente, do <u>ga</u> no de malha aberta do circuito logarítmico.
f_T	- Frequência de ganho unitário de uma função G_M .
f_u	- Frequência de ganho unitário, do ganho de laço <u>ab</u> erto de um ampop.
G_C	- Ganho cc da função G_M .
G_F, G_I	- Ganhos de malha fechada real e ideal, respectivamente, do circuito logarítmico.
G_M	- Ganho de malha aberta.
G_R	- Ganho de malha fechada cc ideal, do circuito <u>retifi</u> cador de meia onda.
h_{FE}	- Ganho de corrente em um transistor bipolar.
I_b	- Corrente de polarização de entrada de um ampop.
I_B, I_C, I_E	- Correntes de base, coletor e emissor, de um transis <u>t</u> or bipolar.
I_{CS}, I_{ES}	- Correntes de saturação de coletor e emissor, de um transistor bipolar.
I_S	= $\alpha_F \cdot I_{ES}$
I_{SD}	- Corrente de saturação reversa de um diodo.
k	- Constante de Boltzmann ($8,62 \times 10^{-5}$ eV/ $^{\circ}$ K).
MVEV	- Medidor de valor eficaz verdadeiro.
P	- Potenciômetro.
q	- Carga de elétron ($1,6 \times 10^{-19}$ C = 1 eV).
R_A	- Resistência de entrada do circuito atenuador.
r_{ES}, r_{BS}, r_{CS}	- Resistências extrínsecas de emissor, base e coletor, de um transistor bipolar.
r_B	= $r_{ES} + r_{BS}$
r_e	- Resistência do emissor, para pequenos sinais, de um transistor bipolar.
T	- Período do sinal de entrada.

t_a	- Tempo de nível alto de um trem de pulsos.
T_e	- Temperatura absoluta.
t_M	- Tempo de indicação da saturação de escala do medidor, devido a sinais com alto fator de crista.
TR	- Transistor.
t_{rr}	- Tempo de recuperação reversa de um diodo.
T_{RM}	- Taxa de rampa máxima (slew-rate) de um ampop.
t_S	- Tempo de acomodação na resposta do CVE, para uma <u>variação</u> do valor eficaz de entrada.
V_A, V_B, V_C	- Tensões de saída dos ampops AO ₁ , AO ₂ e AO ₃ .
V_{AT}	- Sinal de entrada do CVE.
V_{BE}, V_{CB}, V_{CE}	- Tensões de base emissor, coletor base, e coletor emissor, de um transistor bipolar.
V_{CC}	- Tensão de alimentação.
V_d	- Tensão diferencial de entrada de um ampop.
V_D, V_E	- Tensões nos emissores de TR ₁ -TR ₂ e TR ₃ -TR ₄ , respectivamente.
V_{ED}	- Valor eficaz detectado pelo MVEV.
V_{EF}	- Valor eficaz do sinal de entrada.
V_{EN}	- Sinal de entrada do MVEV.
V_f	- Queda de tensão direta de um diodo.
V_{OND}	- Tensão de ondulação na saída do CVE.
V_{os}	- Desvio de tensão (offset voltage) de um ampop.
V_P	- Valor de pico do sinal de entrada.
V_{PM}	- Valor máximo de pico, para a entrada do MVEV.
V_R	- Sinal de saída do circuito retificador de meia-onda.
V_S	- Tensão de saturação de um ampop.
V_T	= $\eta k T_e / q$
ω	- Frequência angular.

- ω_u - Frequência angular de ganho unitário, do ganho de laço aberto de um ampop.
- $u(t)$ - Função degrau unitário.
- α_F - Razão direta de transferência de corrente, em um transistor bipolar.
- μ - Fator de realimentação, devido a modulação da largura de base em um transistor bipolar (efeito Early).
- τ_E - Constante de tempo do CVE.
- η - Coeficiente de ajuste do equivalente eletron-volt, variável de acordo com o tipo do semiconductor.

C A P Í T U L O 1

INTRODUÇÃO

1.1. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

1.1.1. Necessidade do valor eficaz

Um sinal contínuo pode ser bem caracterizado conhecendo-se sua polaridade e amplitude. Uma boa caracterização de um sinal variável no tempo é bem mais complexa. Primeiramente, precisa-se saber se o sinal é periódico. Em caso afirmativo, qual é o período ou frequência, qual é a forma de onda, qual é o valor pico a pico, e qual é a amplitude. Todas estas informações podem estar contidas em uma série infinita, como a série de Fourier, e uma tabela com polaridade, amplitude e frequência dos termos mais significativo da série, podem ser usados para a medida de um sinal periódico.

Nem sempre uma descrição completa do sinal é necessária em certas aplicações, e uma descrição adequada pode ser obtida com um osciloscópio e um medidor ca. Em muitos casos já se conhece a forma de onda e a frequência, e deseja-se saber só mais a amplitude, que pode ser: valor de pico, valor médio, ou valor eficaz. Entre estes três valores, o mais útil para aplicações de potência é o valor eficaz, por permitir o conhecimento do conteúdo de energia do sinal [1,21].

Como exemplo, o valor eficaz é importante nos casos de medidas de ruído, uma vez que níveis de ruído são referenciados a potência. É importante, também, no estudo estatístico, devido ao desvio padrão de um processo aleatório, estacionário, com valor médio nulo, ser igual ao valor eficaz do processo [2].

1.1.2. Necessidade do valor eficaz verdadeiro

A maioria dos medidores de sinais periódicos, analógicos ou digitais, são calibrados de modo a fornecerem o valor eficaz da forma de onda senoidal, em vista desta ser a mais utilizada nos testes e ensaios realizados em laboratórios de eletrônica.

Na realidade, estes instrumentos detectam, o valor médio do sinal, multiplicado pelo fator de forma, ou o valor de pico, multiplicado pelo inverso do fator de crista, obtendo-se assim o valor eficaz.

Para um sinal senoidal:

$$\text{Fator de Forma} = \frac{\text{Valor eficaz}}{\text{Valor médio}^*} = 1,11072$$

$$\text{Fator de Crista} = \frac{\text{Valor de pico}}{\text{Valor eficaz}} = 1,414$$

Para o caso de detecção do valor de pico, grandes erros de medidas podem ser cometidos, uma vez que este detector somente apura o valor para uma polaridade do sinal. No caso da detecção do valor médio, se o sinal senoidal contiver distorções devido a algumas harmônicas, o erro na leitura do valor eficaz pode ser muito grande, dependendo da frequência e da fase das harmônicas (fig. 1.1).

Uma situação muito comum, quando o sinal senoidal é chaveado (fig. 1.2a), por exemplo em 20% ($\alpha=0,2$) de cada ciclo, o erro no valor eficaz causado pelo detector de valor médio será de 10% (fig. 1.2b) |19,22|.

Os erros de leitura, para sinais não senoidais, são muito grandes, devido a mudança dos valores dos fatores de forma e de crista |28|. Medindo uma onda quadrada, o detector de valor médio cometerá um erro de +11%, e o detector de valor de pico um erro de -30%, isto, com os dois detectores calibrados em valor eficaz para sinal senoidal |1|.

* Valor médio para um sinal senoidal retificado em onda completa.

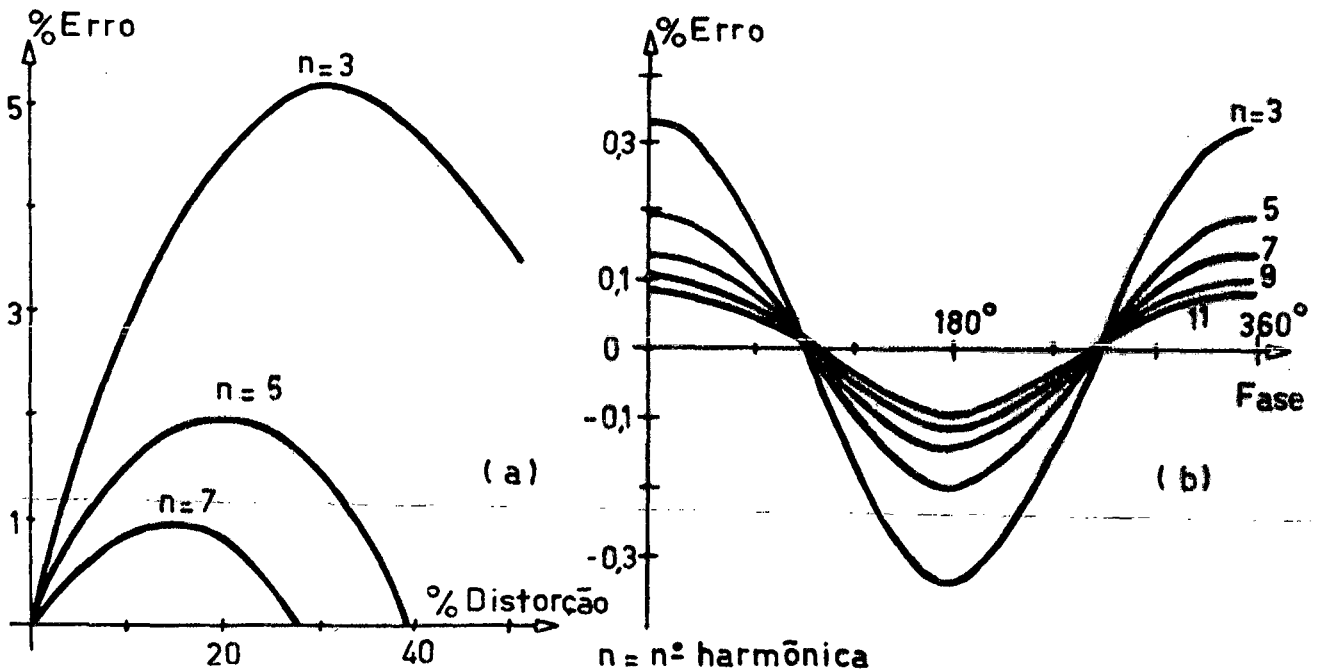


Figura 1.1. Erro cometido ao se medir um sinal qu se senoidal, em um detector de valor médio calibrado para valor eficaz de u ma senóide, em função da cau sada pelas harmônicas(a), e em função da variação da fase das harmônicas, de u ma senóide com 1% de distorção, onde cada harmônica está com 1% da amplitude da fundamental(b).

Com um detector de valor eficaz verdadeiro, não há erro na detecção de sinais senoidais com distorções, devido as me didas independerem das frequências e das fases das harmônicas, u ma vez que, o detector mede o conteúdo total da energia, inde pendentemente das relações de tempo. Assim o detector pode medir o valor eficaz de qualquer forma de onda periódica.

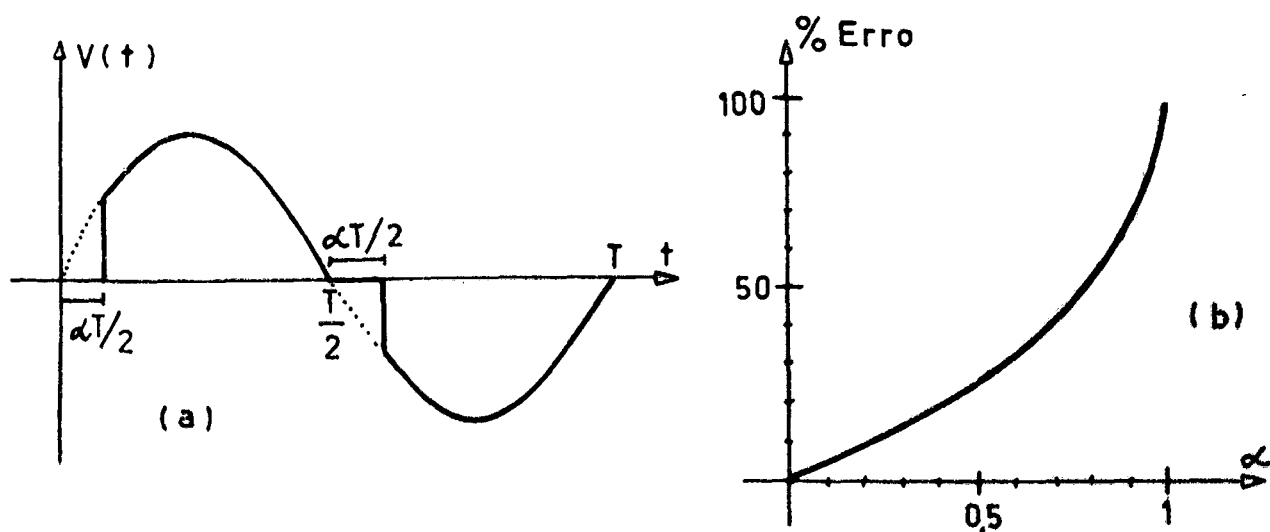


Figura 1.2. Sinal senoidal chaveado(a), e o erro no valor eficaz, causado por um detector de valor médio, em função do valor de α (b).

1.2. REVISÃO DA LITERATURA - TÉCNICAS DE SOLUÇÃO

Há, basicamente, três técnicas analógicas para a conversão do valor eficaz em um nível de tensão contínua: conversão térmica, direta, e implícita.

A conversão térmica transforma a energia do sinal a ser medido em calor, e então desenvolve uma tensão contínua, que produz a mesma quantidade de calor que a do sinal. A figura 1.3 mostra um conversor térmico de ganho fixo. O valor eficaz é obtido, em tensão contínua, quando há equilíbrio de temperatura nos acopladores térmicos R_1 , S_1 e R_2 , S_2 . Neste método, além do alto custo, e dos limites de precisão impostos pelos amplificadores, os acopladores térmicos introduzem várias fontes de erros. Qualquer descasamento entre R_1 e R_2 e entre S_1 e S_2 , produzem valores eficazes diferentes de entrada e saída.

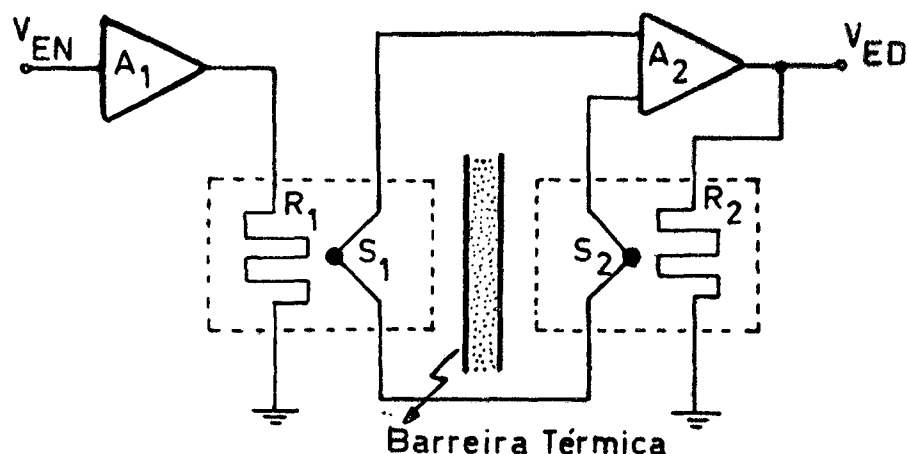


Figura 1.3. Conversor de valor eficaz térmico, com ganho fixo.

Erros similares são ocasionados pelas diferentes características de acoplamento térmico, o qual não é linear, e difícil de casar [26]; cuidados devem ser tomados para que os acopladores sejam isolados termicamente entre si e do meio ambiente.

O tempo de acomodação, para um especificado erro, é de alguns segundos, determinado pelo tempo de resposta dos acopladores térmicos. Assim, a resposta em baixa frequência é limitada em aproximadamente 10 Hz [25]. A resposta em alta frequência é limitada, primariamente, pelo amplificador de entrada A_1 , podendo chegar até 10 ou 100 MHz [23,1]. A faixa de amplitude de entrada, em geral, é menor que 3:1, uma vez que a potência dissipada em R_1 é proporcional ao quadrado do valor eficaz do sinal de entrada. Esta limitação em amplitude limita, também, o fator de crista do sinal. Por outro lado, se a amplitude é pequena, a temperatura em R_1 será muito baixa para uma boa operação do conversor.

Em um conversor térmico de ganho variável (fig. 1.4), que opera com os acopladores térmicos a uma temperatura constante, algumas características podem ser melhoradas: faixa de amplitude, fator de crista, e tempo de acomodação [2,27].

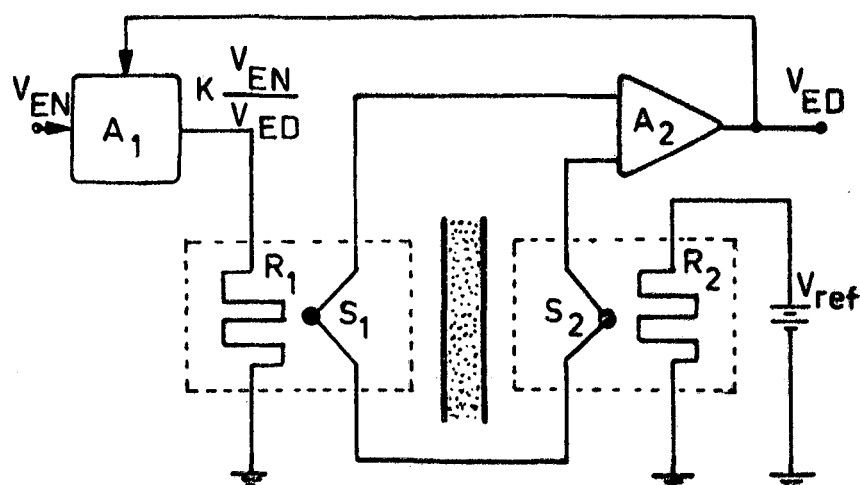


Figura 1.4. Conversor de valor eficaz térmico, com ganho variável.

O conversor térmico pode, ainda, ser melhorado, utilizando-se junções de semicondutores como sensores térmicos. Na figura 1.5, o conversor utiliza a característica térmica da junção base emissor de um transistor bipolar [1,24,19]. Neste caso, as perdas térmicas são mais fáceis de controlar, uma vez que, os resistores e os transistores podem ser feitos na mesma pastilha [18,26]. A baixa massa térmica que possui a pastilha, permite respostas mais rápidas em relação aos casos anteriores, dependendo do capacitor de filtragem do amplificador A_2 . Apesar desta melhoria, o conversor ainda apresenta muitas desvantagens, de acordo com o primeiro caso, ganho fixo, e devido a não existência destes sensores no mercado brasileiro.

Outra técnica para obtenção do valor eficaz é a conversão direta, a qual, realiza as três operações matemáticas da fórmula definição (Apêndice 1): quadrado, integral, e raiz quadrada. Esta pode ser implementada por circuitos multiplicadores, e amplificadores operacionais, em uma configuração de malha aberta (fig. 1.6).

As desvantagens deste método são: custo, complexidade, e limite da faixa dinâmica de amplitude, em vista da necessidade de dois multiplicadores analógicos. A saída de um multiplicador varia em uma faixa de 10.000:1 (1 mV - 10 V), para uma faixa

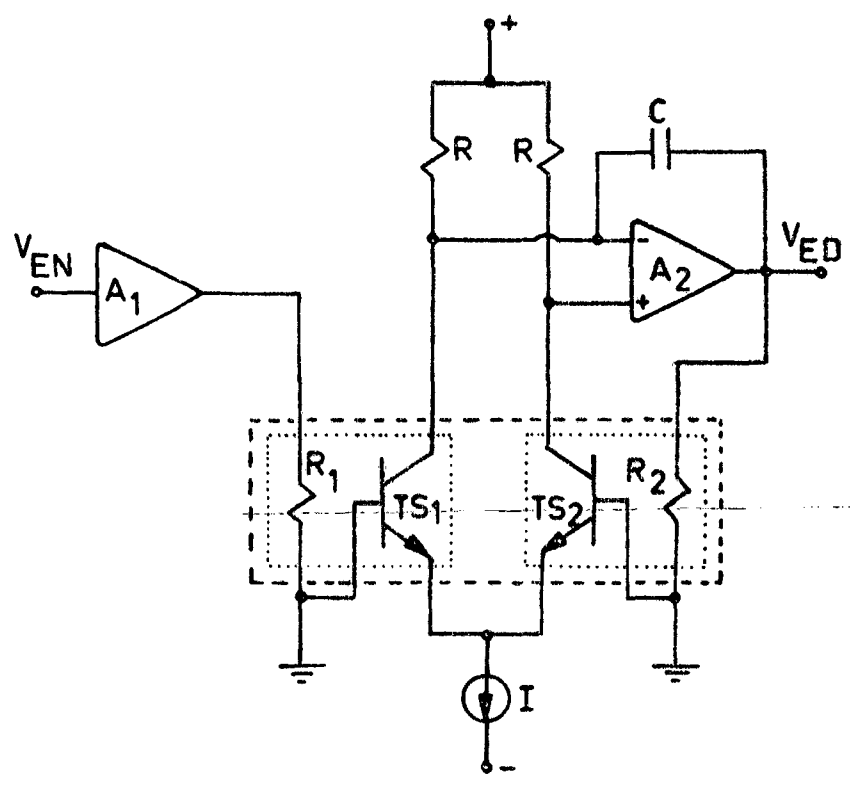


Figura 1.5. Conversor de valor eficaz térmico, utilizando junções de semicondutores como sensores térmicos.

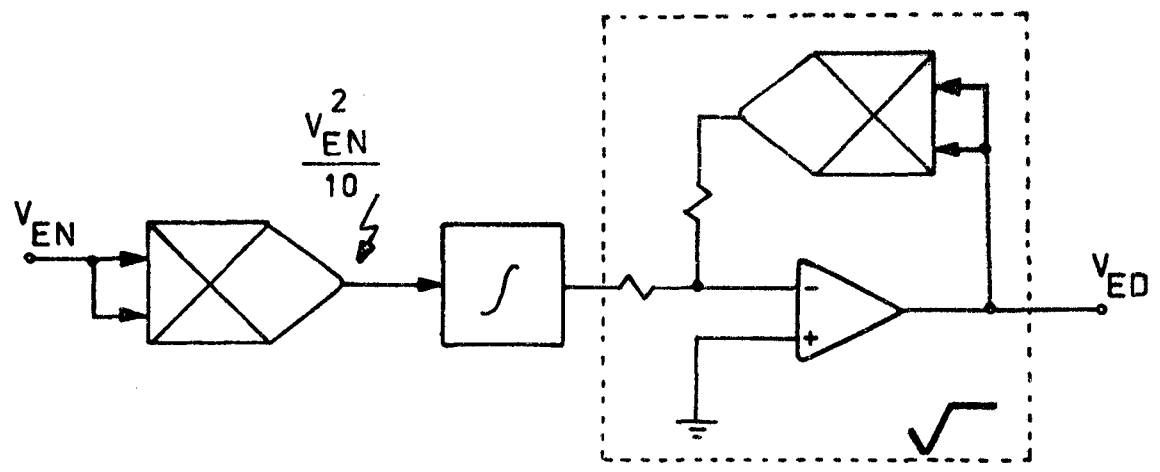


Figura 1.6. Conversão direta do valor eficaz.

de 100:1 (0,1 V - 10 V) de entrada. Como um multiplicador possui erros maiores que 1 mV, o erro será grande, dependendo da amplitude do sinal de entrada, resultando uma faixa de amplitude para o circuito menor que 100:1, talvez 10:1 [2,26]. Assim, o desempenho deste conversor depende quase que diretamente do desempenho dos multiplicadores.

A terceira técnica de conversão do valor eficaz é o método implícito, o qual, também, realiza as três operações matemáticas (fig. 1.7). Neste método, a operação raiz quadrada é obtida de modo implícito, por meio de um laço de realimentação da saída [1,2]. É o melhor dos métodos, pois, não possui as limitações do método direto, e possui uma faixa de amplitude maior que o conversor térmico, podendo chegar até a 1000:1. Pode detectar o valor eficaz de sinais com grandes períodos, pela escolha da constante de tempo do circuito integrador, de acordo com o tempo de resposta desejado. Não possui acopladores térmicos, não necessitando assim um tempo de aquecimento prolongado.

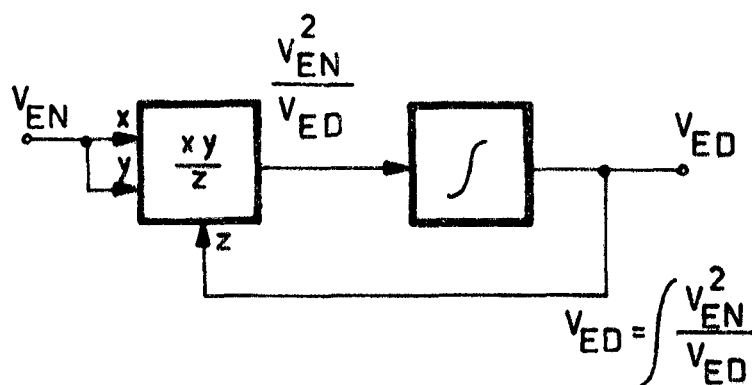


Figura 1.7. Conversão implícita do valor eficaz.

O conversor utiliza um módulo multiplicador-divisor (xy/z), que operando no domínio logarítmico, ao invés do linear, evita a perda da faixa dinâmica de amplitude. As transições entre os domínios logarítmico e linear, são feitas utilizando-se a relação matemática entre a corrente de coletor e a tensão da junção base emissor, de um transistor bipolar [2]. Como os tran

sistores seguem esta relação somente para uma polaridade do sinal de entrada, utiliza-se um circuito de valor absoluto, para a operação do módulo xy/z em dois quadrantes [21]. A resposta em alta frequência é basicamente limitada pelos amplificadores operacionais utilizados, e em baixa frequência é limitada pelo valor do capacitor do integrador.

A referência [21] apresenta uma comparação sucinta entre alguns medidores de valor eficaz, com diferentes técnicas de conversão.

Atualmente, existem conversores de valor eficaz integrados em uma única pastilha, ou em módulos. Alguns exemplos são: National LH0091, Analog Devices AD536, Burr-Brown 4340, 4341, Intronic R101/401, R310, R501/502, R601/602, e Intech 590, 592. A maioria utiliza conversão por meio dos circuitos logarítmicos. Porém, estes, ainda não são disponíveis no mercado brasileiro.

CAPÍTULO 2

OS BLOCOS CONSTITUINTES

2.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo realiza-se, inicialmente, breve descrição dos blocos constituintes do Medidor de Valor Eficaz Verdadeiro (MVEV). Posteriormente, analisa-se os circuitos do bloco principal, conversor de valor eficaz (CVE), incluindo os circuitos logarítmicos e a célula básica de transcondutância para a obtenção do módulo multiplicador-divisor, e os blocos auxiliares.

2.2. APRESENTAÇÃO DOS BLOCOS

Neste item, apresenta-se, inicialmente, o diagrama de blocos simplificado (fig. 2.1), e o diagrama de blocos geral, (fig. 2.2), com os circuitos específicos do conversor de valor eficaz; posteriormente, segue uma sucinta descrição do funcionamento de cada bloco.

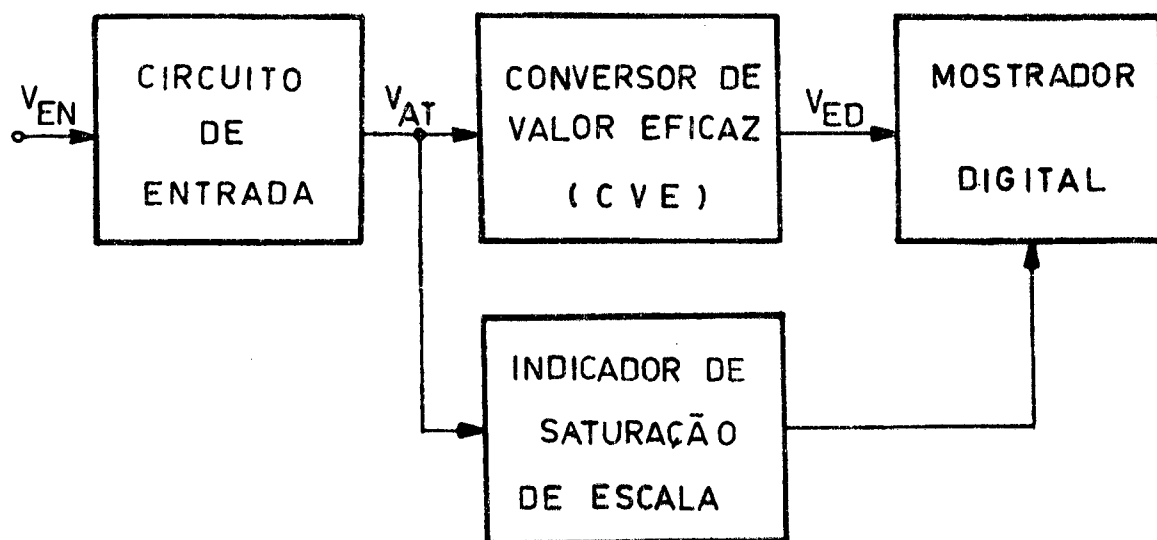


Figura 2.1. Diagrama em blocos simplificado do medidor do valor eficaz verdadeiro.

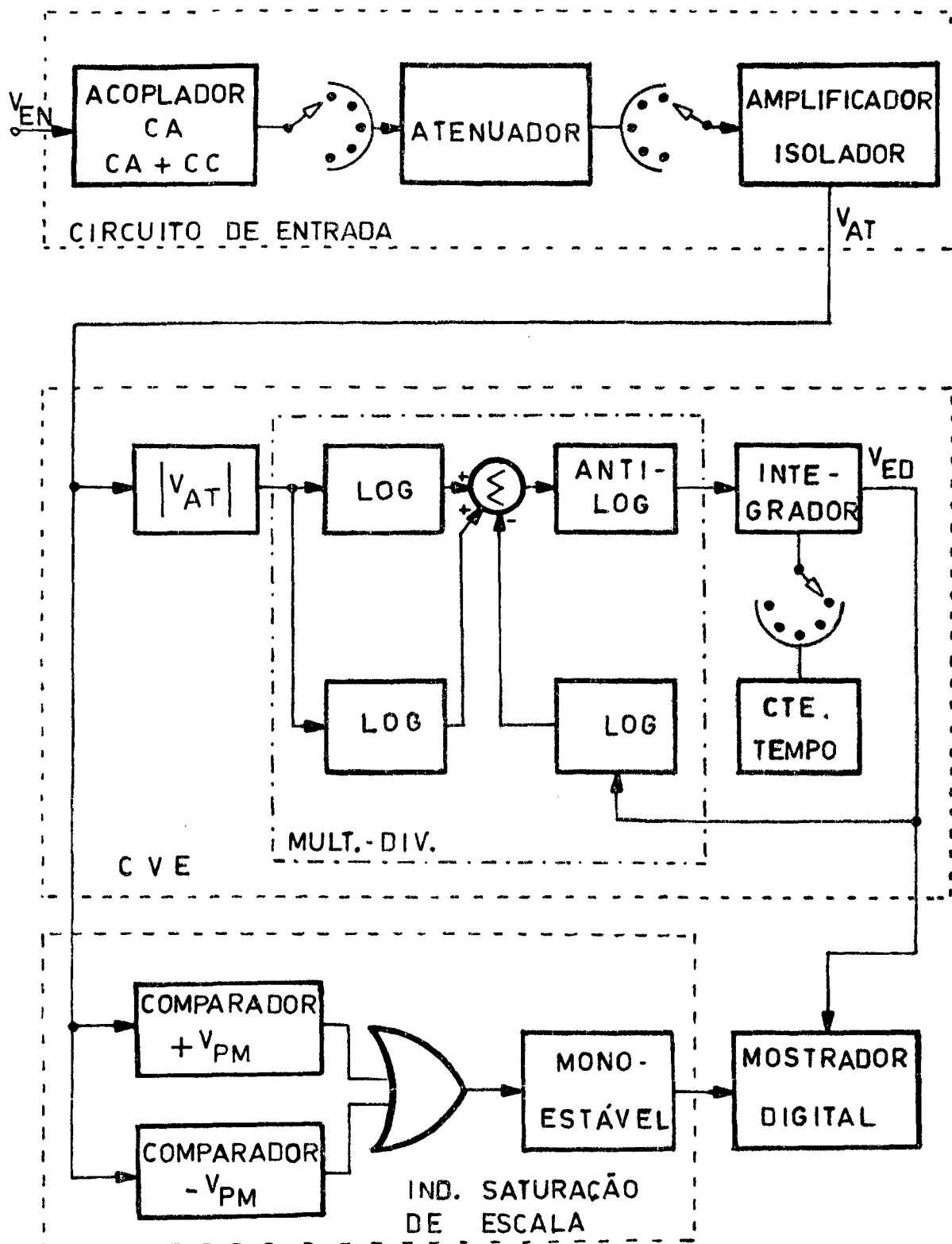


Figura 2.2. Diagrama em blocos geral do medidor de valor eficaz verdadeiro.

2.2.1. Conversor de valor eficaz

Converte qualquer sinal periódico, aplicado em sua entrada, em um respectivo valor de tensão contínua proporcional ao valor eficaz do sinal de entrada. Este é formado pelos seguintes blocos:

- Um circuito de valor absoluto, que possibilita a operação do conversor com sinais bipolares.

- Um circuito multiplicador-divisor composto por dois circuitos logarítmicos unipolares, cujas saídas são somadas obtendo-se o logaritmo do quadrado do sinal de entrada; um circuito logarítmico unipolar alimentado pela saída do CVE, cujo negativo de sua saída é somado ao logaritmo do sinal quadrático, obtendo-se, assim, o logaritmo da razão entre o sinal de entrada ao quadrado e o sinal de saída (obtenção implícita da função raiz quadrada) (apêndice 7); e um circuito antilogarítmico, fornecendo o valor absoluto da razão entre o sinal de entrada quadrático e o sinal de saída.

- Um circuito integrador, que integra a razão entre o sinal de entrada quadrático e o sinal de saída. Possui ainda, constante de tempo selecionável, de acordo com a frequência do sinal de entrada, e do tempo de resposta do CVE.

2.2.2. Circuito de entrada

Condiciona a faixa da amplitude do sinal de entrada no MVEV à faixa em que o CVE pode operar. Amplifica ou atenua o sinal de entrada, mantendo a impedância de entrada do medidor constante. Este, é composto por:

- Um circuito que permite o acoplamento do medidor para sinais de entrada ca, ou ca + cc.

- Um circuito atenuador, que possibilita medidas de sinais com grandes amplitudes.

- Um circuito amplificador-isolador, que fornece isolamento entre o circuito de entrada e o CVE, e amplifica os sinais de pequena amplitude.

2.2.3. Indicador de saturação de escala

Apresenta indicação, quando o sinal de entrada do CVE ultrapassa os níveis máximos especificados. Este, é composto por:

- Dois circuitos comparadores, onde um é referenciado ao nível máximo de entrada positivo, $+V_{PM}$, e o outro ao nível negativo, $-V_{PM}$.

- Um circuito lógico OU, que faz a soma lógica dos sinais dos comparadores, possibilitando o disparo do circuito monoestável por qualquer comparador.

- Um circuito monoestável, que quando é acionado, fornece uma indicação de sobreescala, por tempo determinado.

2.2.4. Mostrador digital

Permite a leitura do valor eficaz detectado em tensão contínua, em um voltímetro digital com 3 1/2 dígitos.

2.3. CIRCUITO DE VALOR ABSOLUTO

É constituído basicamente por um retificador de meia onda, e um somador (fig. 2.3b).

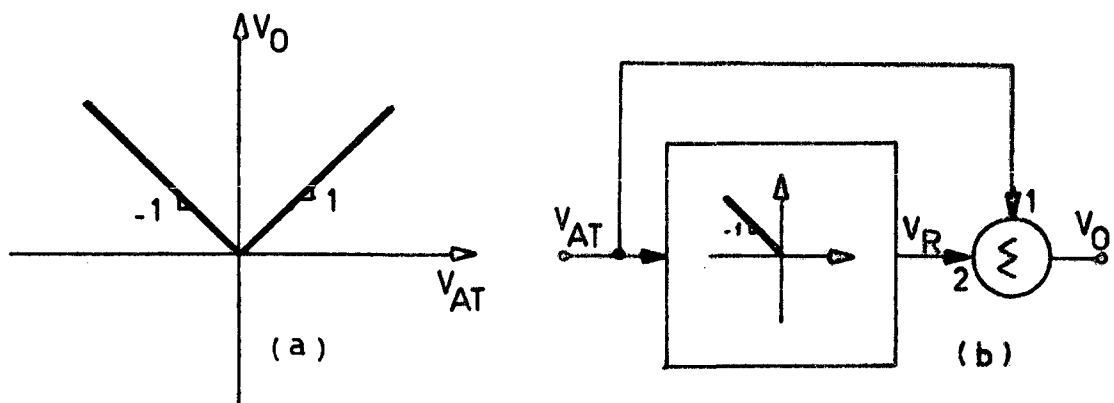


Figura 2.3. Função de transferência do circuito de valor absoluto(a), e o respectivo diagrama em blocos(b).

Quando o sinal de entrada \tilde{e} é positivo, a saída do retificador de meia onda é nula e a saída V_o é igual a entrada. Agora, quando o sinal de entrada for negativo, será somado com o dobro de sua retificação, resultando na saída V_o o sinal de entrada com a polaridade inversa, obtendo-se o valor absoluto.

Um circuito somador com ganhos 1 e 2 pode ser facilmente implementado com um amplificador operacional, incluído nas entradas dos circuitos logarítmicos. Então neste item, será dado maior ênfase a respeito do retificador de meia onda.

2.3.1. Análise de um retificador básico

Um retificador ideal de meia onda é um circuito que deixa passar sinais de tensão ou corrente de uma certa polaridade, bloqueando a outra.

O problema de um retificador básico de meia onda (fig. 2.4.a) é a falta de precisão. Há um erro ΔV igual a queda de tensão de condução direta do diodo, V_f , de aproximadamente 0,6 V, para correntes em torno de 1 mA, que é muito grande em certas aplicações (fig. 2.4.b e c).

O desempenho do retificador básico pode ser aumentado com a adição de elementos ativos, como um amplificador operacional (ampop) em conjunto com o diodo (fig. 2.5). Assumindo-se o ampop ideal $|30|$, toda corrente I de entrada circula no diodo e no terminal de saída do ampop. A corrente no diodo $|23|$ é igual a:

$$I = I_{SD} \left[\exp \left(\frac{qV_f}{\eta \kappa \cdot T_e} \right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

A queda de tensão no diodo é $(V_d - V_o)$ e a corrente fica:

$$I = I_{SD} \left[\exp \left(\frac{V_d - V_o}{V_T} \right) - 1 \right] \quad (2.2)$$

onde $V_T = \frac{\eta \kappa T_e}{q}$.

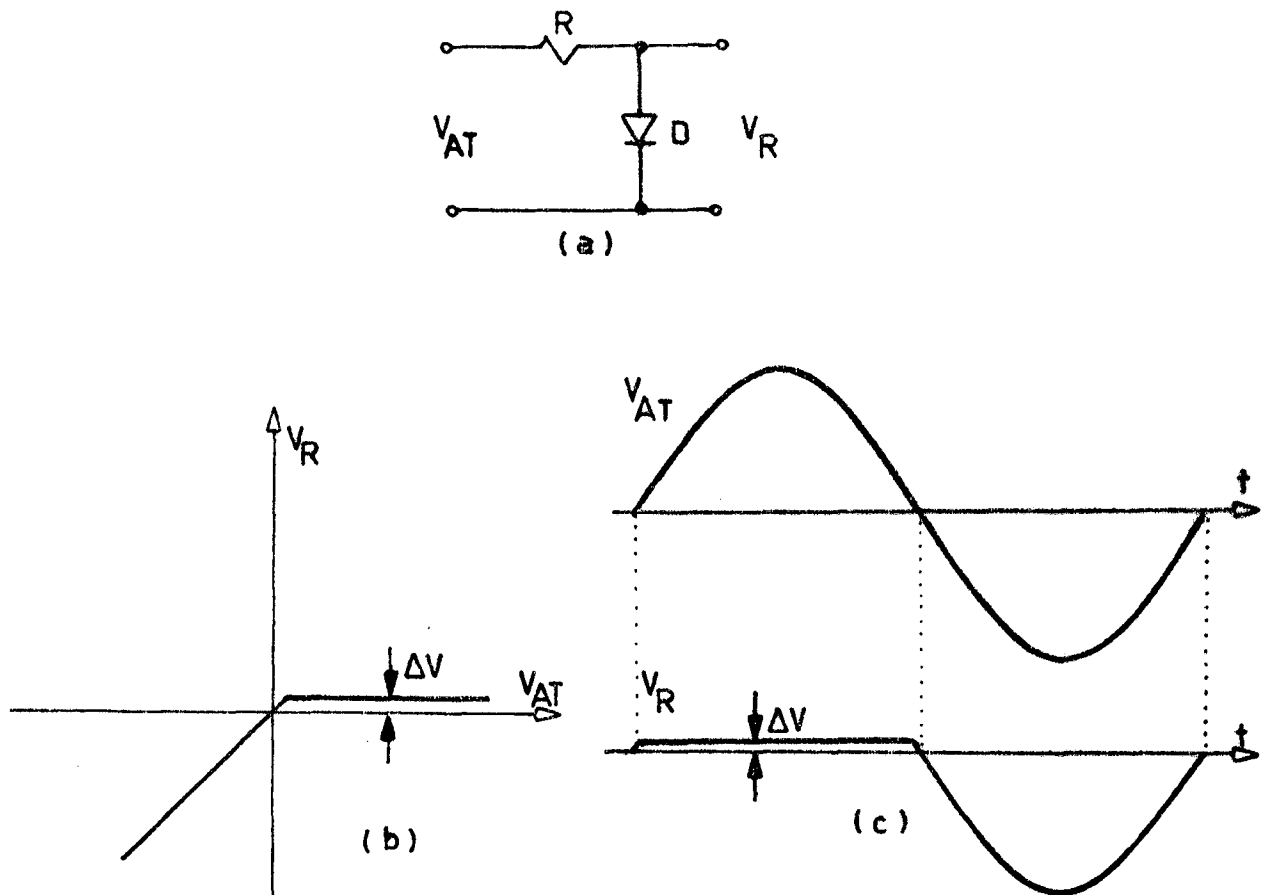


Figura 2.4. Um retificador de meia onda básico(a), a função de transferência(b), e a resposta para um sinal senoidal de entrada(c).

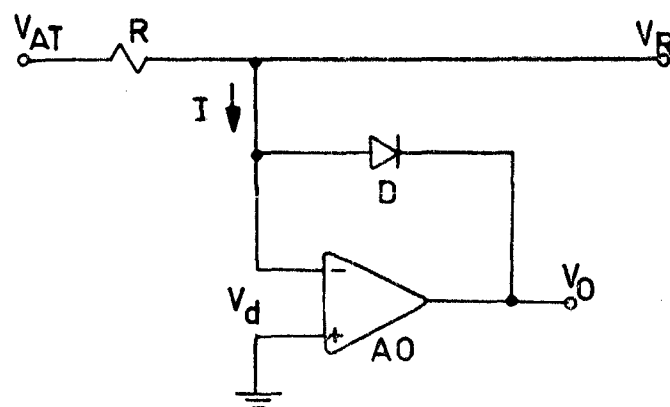


Figura 2.5. Retificador ativo de meia onda

Se A_C é o ganho para cc do ampop, então:

$$V_o = -A_C V_d \quad (2.3)$$

O ampop polariza o diodo, e quando esta polarização for direta e o diodo conduzir, combinando as equações (2.2) e (2.3), a saída do circuito, V_R , será igual a:

$$V_R = \frac{V_T}{A_C + 1} \ln \left(\frac{I}{I_{SD}} + 1 \right) \quad (2.4)$$

A queda de tensão devido à condução do diodo é reduzida por um fator $(A_C + 1)$ e o erro fica:

$$\Delta V = \frac{V_f}{A_C + 1}$$

Como ganho de tensão A_C muito elevado é facilmente obtido com amplificador operacional, o fator que determina a polarização direta do diodo é o desvio de tensão (offset voltage) na entrada do próprio amplificador operacional.

Quando a tensão de entrada é negativa, o ampop polariza o diodo reversamente, e o comportamento do circuito não pode ser descrito pela equação (2.4). Assim circulará somente a corrente de fuga no diodo, e a tensão diferencial de entrada do ampop será quase igual a tensão de entrada, colocando o ampop na saturação positiva (fig. 2.6).

2.3.2. Retificador de meia onda de precisão

No retificador da fig. 2.5, o ampop deve mudar do estado de saturação positiva para $-V_f$ quase instantaneamente, quando o sinal de entrada passa por zero (fig. 2.6). Isto não ocorre devido ao limite da taxa de rampa máxima (slew-rate) do ampop, e a saída não será precisamente o sinal de entrada retificado quando a frequência do sinal for aumentada.

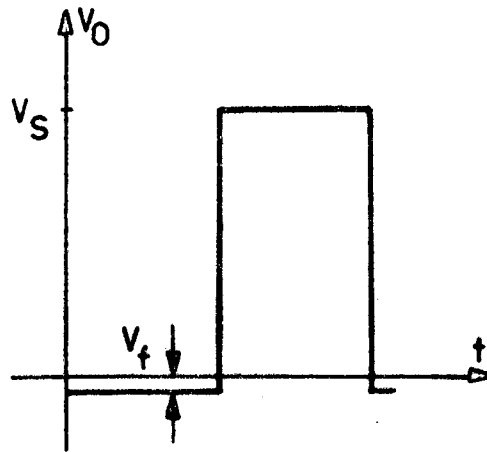


Figura 2.6. Variação da tensão de saída do ampop.

O circuito, onde este problema é sensivelmente reduzido, pode ser visto na fig. 2.7.

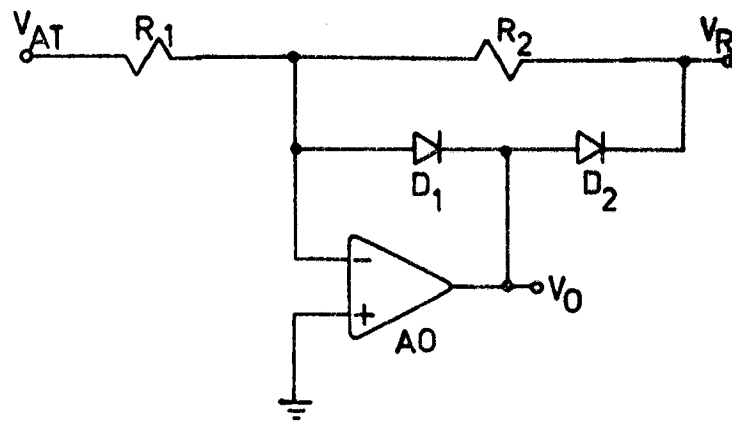


Figura 2.7 - Retificador de meia onda de precisão.

Quando o sinal de entrada é positivo, o funcionamento é o mesmo do circuito da fig. 2.5, em vista de V_O ser negativa, polarizando reversamente D_2 . Para entrada negativa, V_O é positiva e inverterá os estados dos diodos; D_1 fica reversamente polarizado e D_2 diretamente polarizado. O circuito resultante é um amplificador inversor com o diodo D_2 conduzindo em série com a saída do ampop. Em vista do alto ganho do ampop, o diodo não causa

nenhum efeito no comportamento do amplificador inversor enquanto estiver em condução, e a saída do retificador é:

$$V_R = \frac{-R_2}{R_1} \cdot V_{AT} \quad (2.5)$$

Neste circuito, o amop necessita variar sua tensão de saída somente $2 \cdot V_f$, quando o sinal de entrada muda de polaridade (fig. 2.8) |10|.

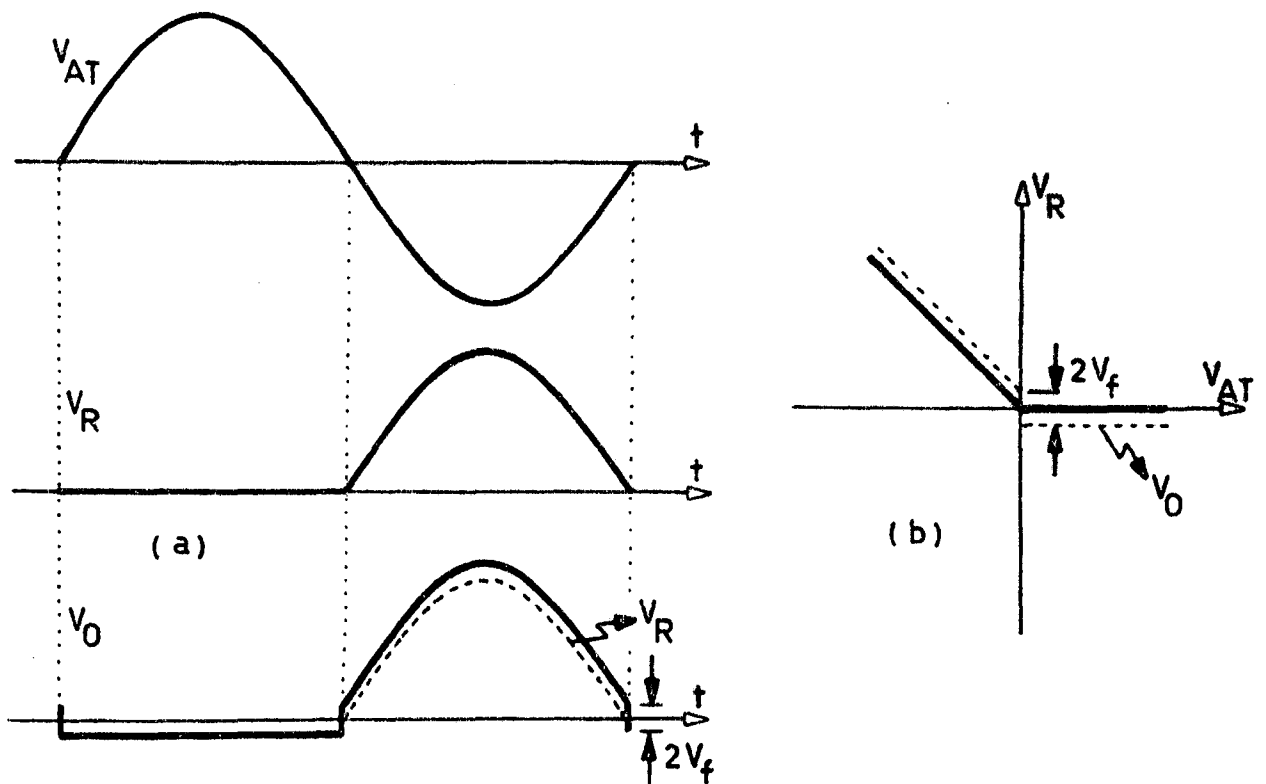


Figura 2.8. Resposta do retificador de meia onda de precisão a uma entrada senoidal(a), e a respectiva função de transferência (b).

2.3.3. Análise dos erros em cc

Ajustando-se o desvio de tensão do amplificador operacional, a operação do retificador de meia onda de precisão (fig. 2.7) pode ser estendida a sinais de pequenas amplitudes como

por exemplo, 0,2 mV, ao invés da limitação mais usual, aproximadamente 5 mV [8].

Esta sensibilidade para pequenos sinais não será conseguida, se não for feito um ajuste adequado. O cancelamento estático do desvio de tensão do ampop não é condição suficiente para que ocorra o chaveamento dos diodos quando o sinal de entrada cruza o nível zero. Os diodos mudam de estado quando a polaridade da corrente de realimentação inverte, e não necessariamente quando a tensão de entrada ou saída é nula.

Em vista do desvio do ponto de chaveamento dos diodos, a retificação para pequenos sinais é prejudicada. Não haverá retificação, se o sinal não superar o erro da corrente de realimentação, com um nível, tipicamente, maior do que 5 mV.

O desvio de tensão do ampop deve ser ajustado de modo que os diodos mudem de estado quando o sinal de entrada cruze o nível zero. O ajuste pode ser feito com um sinal de pequena amplitude e baixa frequência, como 10 mV/10 Hz [8].

Para um ótimo desempenho em cc, também deve ser ajustado o ganho do retificador de meia onda. Isto pode ser conseguido por um potenciômetro, com seus extremos colocados entre os resistores de ganho, e seu cursor conectado ao terminal inversor do ampop (fig. 2.9). Inclui-se, ainda, no circuito, o resistor R_3 para diminuir o efeito das correntes de polarização do ampop [30].

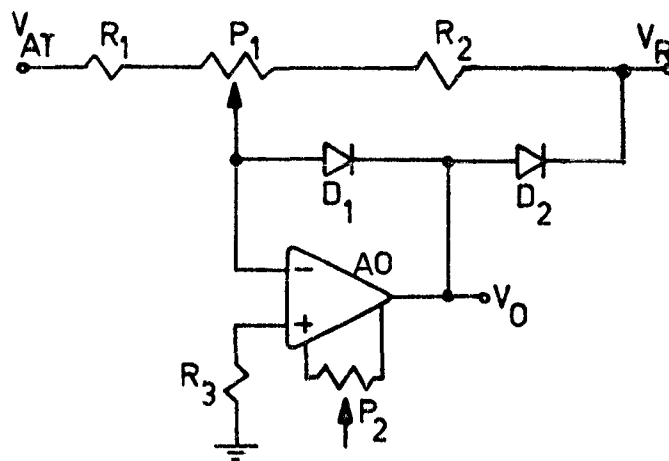


Figura 2.9. Ajustes no retificador de meia onda para um melhor desempenho.

2.3.4. Variação da impedância de saída

A impedância de saída do retificador de precisão de meia onda (fig. 2.7), assume valores de acordo com a polaridade do sinal de entrada, V_{AT} .

Para $V_{AT} < 0$, a impedância de saída é muito baixa, por causa da realimentação negativa do amplificador (fig. 2.10a). Com $V_{AT} > 0$, a saída do retificador possui uma tensão de circuito aberto bem próxima de zero, e a impedância de saída é a resistência de realimentação R_2 , aproximadamente (fig. 2.10b).

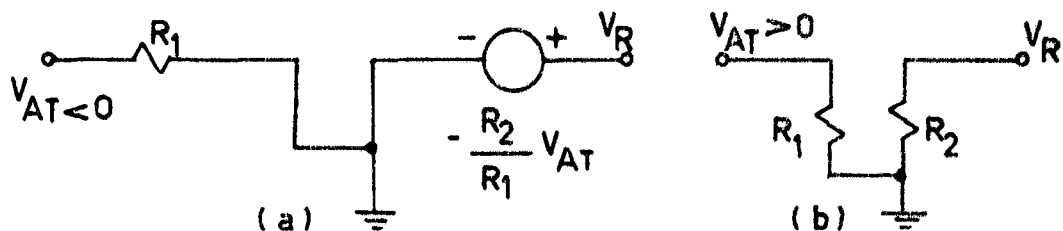


Figura 2.10. Impedância de saída do retificador de meia onda para entrada negativa(a), e para entrada positiva(b).

Assim, se qualquer carga externa ao circuito possuir um desvio de tensão interno, a tensão de saída V_R poderá ser diferente de zero quando deveria ser nula [29].

2.3.5. Resposta em frequência

O circuito retificador de meia onda (fig. 2.7) é preciso e tem boa resolução em baixas frequências. Em frequências mais altas o desempenho do circuito é limitado pela rapidez do ampop em poder mudar os estados dos diodos, cada vez que o sinal de entrada passa pelo nível zero (fig. 2.11). Assim a resposta de plena potência e a largura de banda para pequenos sinais do ampop são reduzidos na configuração de retificador.

Devido a estas limitações, a largura de banda do retificador de meia onda é função da amplitude do sinal de entrada. Para pequenas amplitudes, a razão de variação da tensão de saída do ampop será igual a razão de variação do sinal de entrada multiplicado pelo ganho de malha aberta do amplificador na frequência do sinal, $A(f_i)$. Então o tempo de transição será o tempo necessário para o sinal de entrada variar uma tensão de $2V_f/A(f_i)$. Com grandes amplitudes na entrada, a razão de variação da tensão de saída do ampop é limitada, e o tempo de transição será $2V_f/T_{RM}$.

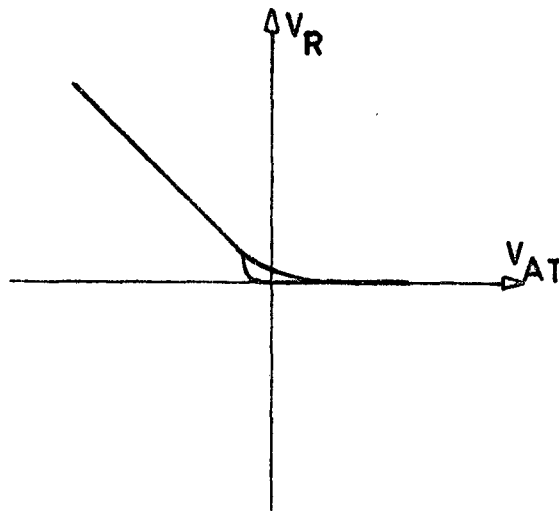


Figura 2.11. Função de transferência do retificador de meia onda para alta frequência.

Uma vez que o tempo de transição ideal deveria ser nulo, os limites de resposta imposto durante este tempo por $A(f_i)$ e T_{RM} , são mais sérios que aqueles impostos na região linear [8].

2.3.6. Aumento da largura de banda do retificador de meia onda

Muitos amplificadores operacionais podem ser compensados [25] visando-se um melhor desempenho na resposta em alta frequência, inclusive alguns que já possuem compensação interna.

A compensação por alimentação direta (feedforward) pode ser obtida em certos ampops, permitindo-se o aumento de sua largura de banda. Este método de compensação é simples e não muda o desvio de tensão e corrente de entrada do ampop.

Esta compensação é obtida com o ampop conectado como amplificador inversor, onde um circuito RC, externo, em alta frequência, elimina o estágio do ampop utilizado para deslocamento de nível, o qual possui resposta em frequência limitada |5|.

Assim, com o aumento da largura de banda do ampop, o desempenho do retificador de meia onda é sensivelmente melhorado.

2.4. CIRCUITO LOGARÍTMICO

Boa parte dos circuitos práticos que utilizam amplificadores operacionais estão relacionados com o uso de circuitos logarítmicos. Alguns exemplos são: compressão da faixa dinâmica de amplitude, elevação a uma potência, extração de raiz, multiplicação-divisão, detector de valor eficaz, e outros. Praticamente todas estas operações dependem da conversão do valor de uma tensão ou corrente para o seu correspondente valor logarítmico.

2.4.1. Transistor bipolar como elemento logarítmico

Um transistor bipolar de silício pode ser usado como um elemento não-linear. Sua tensão base emissor é uma função logarítmica da corrente de coletor, para valores baixos como alguns picoampères até mais de um miliampère. Conectando-se um transistor como elemento de realimentação de um ampop (fig. 2.14), pode-se conseguir conversão logarítmica com boa precisão.

A corrente de coletor de um transistor bipolar, tipo npn, intrínseco idealizado, segundo Ebers e Moll, é:

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp\left(\frac{-V_{CB}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (2.6)$$

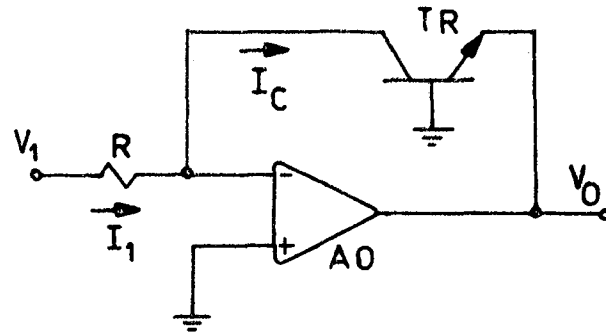


Figura 2.14. Circuito logarítmico básico

Para operação ativa direta, I_C é bem maior que $I_{ES}\alpha_F$, e no caso da tensão $V_{CB} = 0$, a expressão (2.6) fica:

$$I_C = I_S \exp (V_{BE}/V_T) \quad (2.7)$$

onde: $I_S = I_{ES}\alpha_F$.

A tensão de saída do circuito logarítmico (fig. 2.14) é:

$$V_O = - V_{BE} \quad (2.8)$$

Isolando a tensão V_{BE} na expressão (2.7) e combinando com a (2.8), tem-se:

$$V_O = -V_T \ln (I_C/I_S) \quad (2.9)$$

Esta expressão apresenta erros causados pelas resistências extrínsecas de emissor, base e coletor (r_{ES} , r_{BS} e r_{CS}) e pelo efeito Early (modulação da largura de base [10]), (fig. 2.15). As resistências r_{ES} e r_{BS} causam o aparecimento de uma componente na tensão V_{BE} , que, aproximadamente, aumenta linearmente com I_C . O efeito destas duas resistências pode ser analisado por um único resistor r_B . A queda de tensão em r_{CS} , V_{rCS} , tende a polarizar diretamente a junção coletor base, produzindo um erro de $I_{CS}[\exp(-V_{rCS}/V_T)-1]$ na corrente de coletor I_C . Para obter-se um pequeno erro é necessário que $|V_{rCS}|$ seja bem menor que V_T . Usando a aproximação $\exp(-x) \approx 1-x$, para $|x| \ll 1$, a tensão V_{BE} fica igual a:

$$V_{BE} \cong V_T \ln \left[\frac{I_C}{I_S} \left(1 + \frac{1}{V_T} I_{CS} r_{CS} \right) \right] \quad (2.10)$$

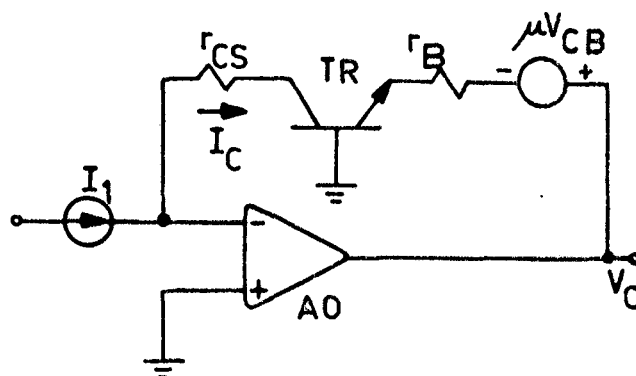


Figura 2.15. Conversor logarítmico, com erros devido ao transistor bipolar.

A variação de V_{BE} devido a polarização da junção coletor base não é explícita na equação de Ebers-Moll. Entretanto existe um fator de realimentação μ , resultante da variação da largura de base, a qual é modulada pela polarização de coletor.

$$\mu = \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CB}} \quad (2.11)$$

Este fenomeno, denominado efeito Early, está representado no circuito (fig. 2.15) pela fonte de tensão μV_{CB} . A queda de tensão em r_{CS} produz uma mudança em V_{BE} de $\mu I_C r_{CS}$.

A equação de saída do circuito, incluindo todos os erros discutidos é:

$$V_O \cong -V_T \ln \left[\frac{I_C}{I_S} \left(1 + \frac{I_{CS} r_{CS}}{V_T} \right) \right] - I_C (r_B + \mu r_{CS}) \quad (2.12)$$

No transistor de silício a corrente I_{CS} é da ordem de 0,1 pA [30], e a resistência r_{CS} está entre 5 a 100Ω [30], resultando

$$1 + \frac{I_{CS} r_{CS}}{V_T} \cong 1 \quad (2.13)$$

O valor da resistência r_B situa-se entre 0,25 a 10Ω [30], dependendo do tamanho do transistor. O fator μ é tipicamente 3×10^4 , portanto: $r_B \gg \mu r_{CS}$.

Então, o erro significativo na expressão (2.12) é devido a r_B , desde que $|V_{rCS}| \ll V_T$.

Este erro pode ser compensado aplicando-se uma tensão adequada na base do transistor [30], ou pode ser desprezado dependendo do valor de I_C .

2.4.2. Conexões do elemento logarítmico

a) Diodo

Como é um componente de dois terminais, com sua inversão o circuito logarítmico pode operar com sinais de outra polaridade. O diodo possui faixa logarítmica pequena. No valor mais alto da faixa, a resistência do componente produz um erro adicional na tensão de saída. No valor mais baixo da faixa, a relação logarítmica entre a tensão e a corrente possui um fator multiplicativo, que varia de 1 a 4 [23].

Assim os diodos gerais são impróprios para circuitos logarítmicos por mais de uma ou duas décadas. O circuito pode ser visto na figura 2.16a.

b) Transistor-diodo

Pode ser invertido, para operação do circuito com outra polaridade. A maior deficiência desta conexão é que a corrente de entrada não flui toda pelo coletor, devido à conexão coletor base. (fig. 2.16b) [30]. Para baixos valores de I_1 , a corrente de base não segue a resposta logarítmica, resultando uma faixa de operação de aproximadamente seis décadas [23].

c) Transdiodo

Não pode ser invertido para o circuito aceitar sinais de outra polaridade (fig. 2.16c). A faixa de operação logarítmica é de aproximadamente oito décadas, devido à corrente de entrada circular toda pelo coletor. O circuito necessita boa estabilidade, devido ao circuito de realimentação contribuir com ganho, h_{FE} , o qual varia com a corrente de coletor [15].

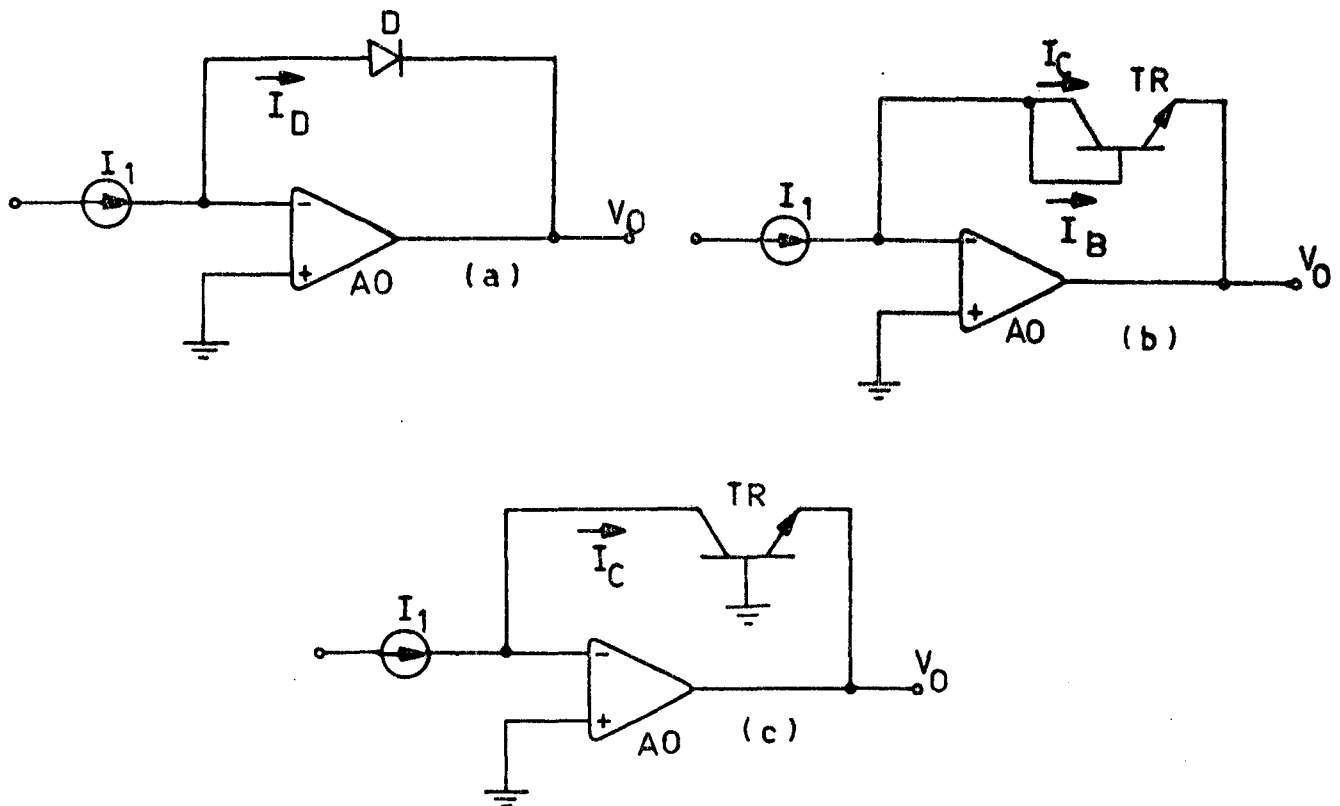


Figura 2.16. Conexões para o elemento logarítmico: diodo(a), transistor-diodo(b), e transdiodo(c).

2.4.3. Compensação de fase

O amplificador logarítmico, com o transistor conectado como transdiodo, tende a instabilidade devido ao ganho dentro do laço de realimentação.

Um método para analisar a estabilidade em frequência do amplificador logarítmico é abrir o laço de realimentação na entrada inversora do ampop, e então determinar e estudar a

função de transferência para o circuito resultante do amplificador de dois estágios (fig. 2.17a).

No circuito equivalente do amplificador logarítmico (fig. 2.17b), C_i é a soma da capacitância da junção coletor base do transistor e da capacitância de entrada do ampop de malha aberta, r_e é a impedância para pequeno sinal do emissor, e μ o fator de realimentação devido ao efeito Early; R_2 e C_1 são os componentes de compensação de fase.

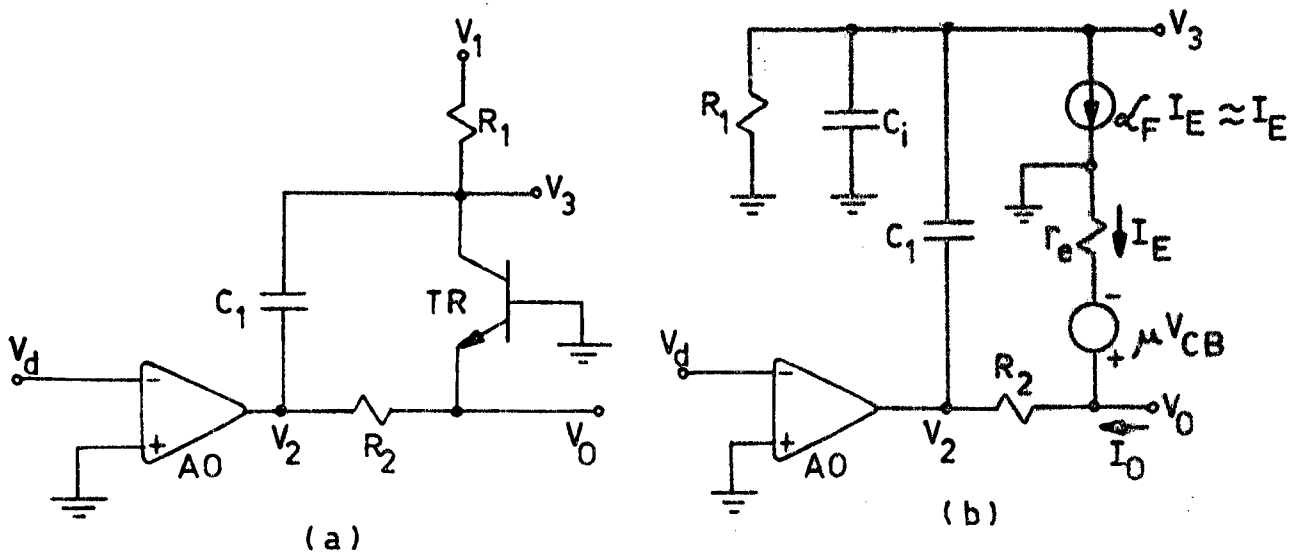


Figura 2.17. Circuito para análise de compensação de fase do amplificador logarítmico (a), e o circuito equivalente para pequenos sinais (b).

O ganho total de malha aberta é:

$$G_M = \frac{V_3}{V_d} = -A \frac{V_3}{V_2} \quad (2.14)$$

No domínio de frequência S , assumindo que o ampop A_0 possui resposta em frequência dada por:

$$A(S) = \frac{A_C}{1 + \frac{A_C S}{2\pi f_u}} \quad (2.15)$$

o ganho total da malha aberta [30] pode ser escrito por:

$$G_M(S) = \frac{A_C R_1}{R_2 + r_e + \mu R_1} \cdot \frac{[1 + S C_1 (R_2 + r_e)]}{\left[1 + \frac{S A_C}{2\pi f_u}\right] \left\{1 + S \left[\frac{(C_i + C_1) (R_2 + r_e) R_1}{R_2 + \mu R_1 + r_e}\right]\right\}} \quad (2.16)$$

Para o amplificador logarítmico ser estável, de acordo com o gráfico da resposta em frequência (fig.2.18), a frequência f_z , onde ocorre um zero da função $G_M(S)$, deve ser pelo menos uma oitava menor que a frequência de ganho unitário do ampop, f_u . Então:

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_1 (R_2 + r_e)} \leq \frac{1}{2} f_u \quad (2.17)$$

Na figura 2.18, as frequências f_p e f_c , de acordo com a expressão (2.16), são:

$$f_c = \frac{f_u}{A_C} \quad (2.18)$$

$$f_p = \frac{R_2 + \mu R_1 + r_e}{2\pi R_1 (R_2 + r_e) (C_i + C_1)} \quad (2.19)$$

A compensação de fase não é somente uma função do resistor R_2 , mas também da corrente I_E uma vez que a resistência de emissor para pequenos sinais é:

$$r_e \cong \frac{V_T}{I_E} \quad (2.20)$$

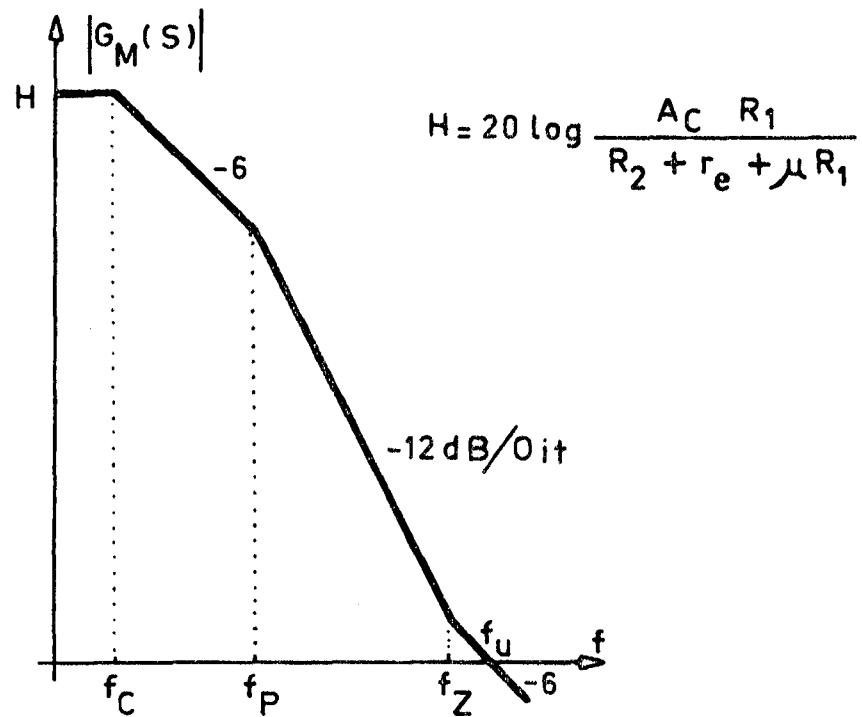


Figura 2.18. Resposta em frequência do amplificador logarítmico em malha aberta.

Para minimizar o erro do nível de sinal contínuo na compensação de fase, R_2 deve ser o maior valor possível que o ampop pode suportar. O valor máximo para R_2 é limitado pelo máximo sinal desejado, e pela máxima saída do ampop:

$$R_2 \leq \frac{V_{2\max} - 0,7V}{(I_E + I_O)\max} \quad (2.21)$$

As características dinâmicas de saída do amplificador logarítmico são limitadas pela quantidade de compensação, na fase, necessária. Da equação (2.17), a frequência de -3dB do amplificador logarítmico é a frequência f_z , desde que nesta frequência o módulo do ganho de malha aberta $G_M(s)$ seja maior que 20 dB . Assim, como f_z é uma função do nível cc de entrada, a largura de banda do conversor logarítmico será mínima quando a amplitude do sinal de entrada for mínima $|30|$.

2.4.4. Proteção para o transistor logarítmico

O circuito logarítmico é unipolar, e o ampop não tem realimentação cc para o estado de entrada reverso. Assim se a tensão de entrada é invertida, a saída do ampop satura e causa polarização reversa, podendo a junção base emissor entrar na zona de avalanche, e danificar-se.

Um diodo conectado entre o emissor e o coletor (fig. 2.19), fornece realimentação cc para o ampop com qualquer polaridade de entrada, evitando a saturação.

Para correntes de entrada muito baixas, há erro devido a corrente de fuga do diodo de proteção [30].

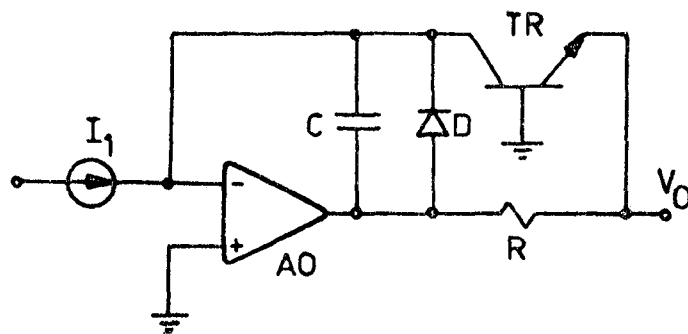


Figura 2.19. Proteção para o transistor devido a possíveis inversões de polaridade na entrada do circuito.

2.4.5. Efeito da temperatura

Conforme item 2.4.1, a tensão de saída do circuito logarítmico básico é dado pela equação (2.9).

O ganho do circuito logarítmico, V_T , apresentado na equação 2.10, é uma função linear da temperatura. A corrente de saturação, I_S , é, também, uma função da temperatura, sendo aproximadamente [30]:

$$I_S \cong B T_e^3 \exp\left(-\frac{V_{go}}{V_T}\right) \quad (2.22)$$

onde: V_{go} - tensão bandgap a $0^\circ\text{K} = 1,11\text{V}$

B - constante independente da temperatura relacionada aos níveis de dopagens e a geometria da junção.

Assim, para ótimo desempenho do circuito logarítmico, estes fatores devem ser compensados. A corrente de saturação I_S pode ser compensada com outro transistor de mesmas características, mantido à mesma temperatura, e o termo V_T pode ser compensado com um elemento que tenha dependência inversa à temperatura, em relação a V_T [29].

2.4.6. Desempenho do ampop

O ampop no circuito logarítmico é a fonte primária de erro. A corrente de polarização e o desvio de tensão de entrada do ampop são subtraídos diretamente da corrente e da tensão de entrada (fig. 2.20), e a largura de banda do ampop determina o limite superior da largura de banda do circuito logarítmico.

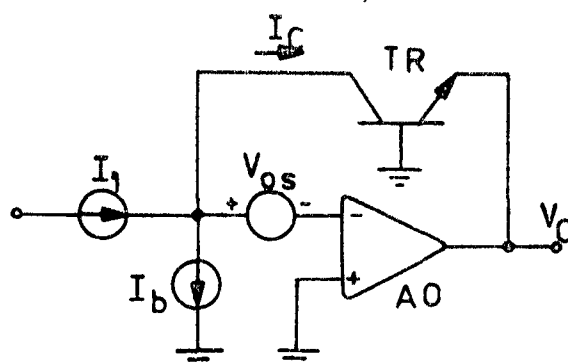


Figura 2.20. Fontes de erro no circuito logarítmico devido ao ampop.

Para um $V_{os} \ll 26\text{mV}$, o erro na corrente de coletor é igual a $(V_{os}/V_T) I_{CS}$, tipicamente menor de $0,1\text{pA}$ [30]. A corrente I_b causa erro significativo só para pequenas correntes de entrada.

2.5. CIRCUITO ANTI-LOGARÍTMICO

No circuito anti-logarítmico, o transistor é conectado na entrada do ampop (fig. 2.21) [16].

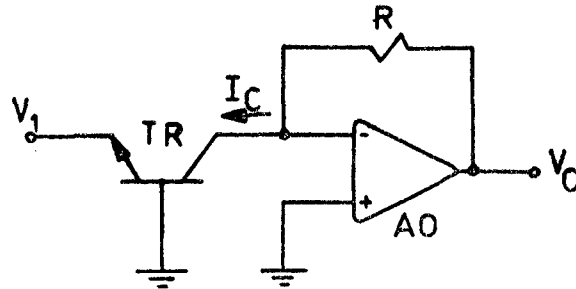


Figura 2.21. Circuito básico de um circuito anti-logarítmico.

A tensão de entrada é igual a:

$$V_1 = -V_{BE} \quad (2.23)$$

Utilizando a relação entre I_C e V_{BE} , a tensão de saída, V_O , fica igual a:

$$V_O = RI_S \exp\left(\frac{-V_1}{V_T}\right) \quad (2.24)$$

Do mesmo modo que o circuito logarítmico, este circuito deve ser compensado contra os efeitos de temperatura [29].

A maioria das considerações feitas para o circuito logarítmico são válidas também para o anti-logarítmico.

2.6. CIRCUITO MULTIPLICADOR-DIVISOR

É possível realizar várias operações matemáticas com um arranjo adequado dos circuitos logarítmicos e anti-logarítmicos. Como se sabe, multiplicação e divisão utilizando-se logaritmos são simples processos de soma e subtração, respectiva-

mente [29].

Um método prático para a realização de um circuito multiplicador-divisor é obtido utilizando-se as técnicas de transcondutância, conseguidas pelo circuito da fig. 2.22 [12].

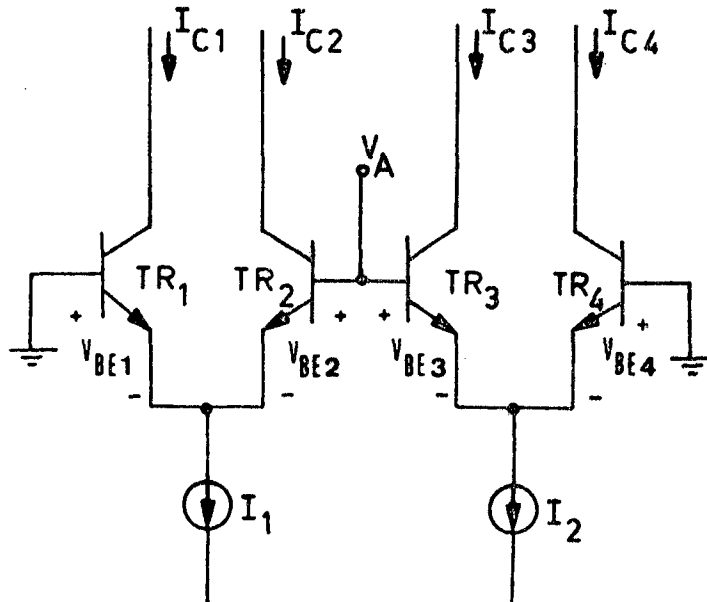


Figura 2.22. Célula básica de transcondutância.

Por simplicidade assume-se que as fontes de correntes I_1 e I_2 podem variar de modo que qualquer das quatro correntes dos coletores sejam variáveis que dependam somente do sinal de entrada, ou de uma constante. Uma das correntes de coletor será escolhida como a corrente dependente de saída. Supõe-se também, que os transistores estão operando na região ativa direta, onde a corrente de coletor é relacionada com a tensão base emissor pela equação (2.7).

Assumindo ainda, que os transistores estão casados, tem alto ganho e estão na mesma temperatura, então todos os seus termos são iguais, exceto as correntes I_C e as tensões V_{BE} .

Com estas condições, baseando-se na figura 2.22, pode-se escrever:

$$V_{BE1} - V_{BE2} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0 \quad (2.25)$$

então:

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} + V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} - V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{S4}} = 0 \quad (2.26)$$

e colocando I_{C4} como corrente de saída:

$$I_{C4} = \frac{I_{C1} I_{C3}}{I_{C2}} \cdot \frac{I_{S2} I_{S4}}{I_{S1} I_{S3}} \quad (2.27)$$

Com os transistores $TR_1 - TR_2$ e $TR_3 - TR_4$ casados tem-se:

$$I_{C4} = \frac{I_{C1} I_{C3}}{I_{C2}} \quad (2.28)$$

Um circuito que verifica a equação (2.28), e satisfaz as condições assumidas, pode ser visto na fig. 2.23.

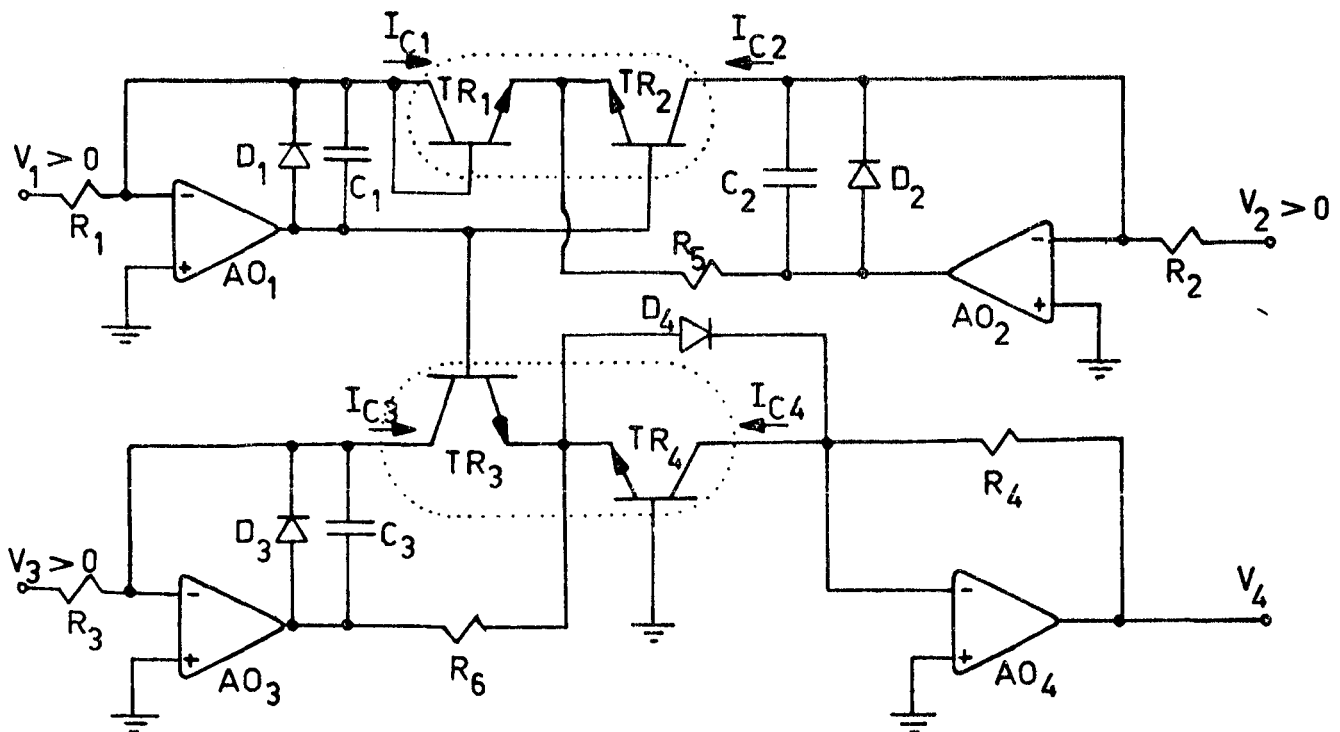


Figura 2.23. Circuito multiplicador-divisor.

Na saída do amplificador AO_1 , tem-se o logaritmo do quociente entre V_1 e V_2 . AO_3 e TR_3 formam o circuito logarítmico para o sinal V_3 , e a saída deste circuito é somada com a saída de AO_1 , resultando o $\ln(V_1 V_3 / V_2)$ no emissor de TR_4 . AO_4 e TR_4 formam o circuito anti-logarítmico.

Relacionando-se as correntes de coletor com o sinal de entrada, e supondo-se ampops ideais, tem-se:

$$V_4 = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot \frac{V_1 V_3}{V_2} \quad (2.29)$$

Os componentes C_1 , C_2 , C_3 , R_5 e R_6 são utilizados para compensação de fase, e os diodos D_1 a D_4 protegem as junções base emissor dos transistores [2,3,15].

2.7. INTEGRADOR

Um circuito integrador ideal (fig. 2.24) tem uma tensão de saída que é proporcional a integral da tensão de entrada. O integrador executa esta operação matemática de modo instantâneo, produzindo uma saída proporcional ao somatório dos produtos das tensões instantâneas pelos pequenos intervalos de tempo. O resultado na saída é exatamente proporcional a área sob a forma de onda de entrada [25].

Da fig. 2.24, a resposta no tempo de um integrador, utilizando um ampop ideal é:

$$V_o = - \frac{1}{RC} \int V_1 dt \quad (2.30)$$

Assim, a resposta em frequência do integrador ideal é:

$$\frac{V_o(S)}{V_1(S)} = - \frac{1}{S RC} \quad (2.31)$$

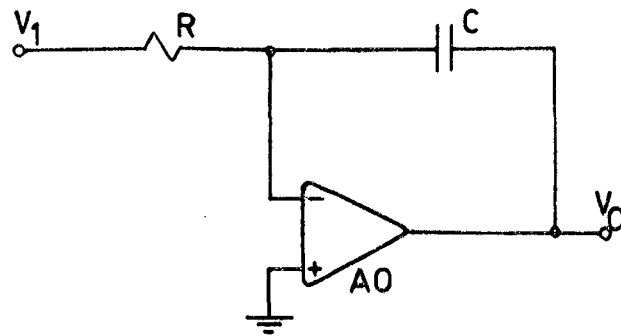


Figura 2.24 - Um integrador ideal.

Em vista das limitações do ganho de malha aberta e da largura de banda do amplificador operacional, a resposta em frequência do integrador desvia da resposta ideal em ambos os extremos da resposta de frequências (fig. 2.25).

Então, com as limitações do ampop, e supondo-se que tenha ganho de malha aberta com polo dominante, a resposta em frequência do integrador real será:

$$A(S) = \frac{V_o(S)}{V_1(S)} = \frac{-A_C}{(1+S A_C RC)(1+S/\omega_u)} \quad (2.32)$$

considerando-se que: $A_C \gg 1$ e $RC \gg 1/\omega_u$ |30|.

Um problema no integrador ideal é a falta de realimentação em corrente contínua, resultando um ganho muito e levado, igual a A_C , para sinais de baixas frequências. Em muitas aplicações é conveniente que o integrador tenha ganho menor nestas condições para evitar instabilidades.

Um filtro passa-baixa de primeira ordem (fig.2.26) é um circuito que se aproxima bastante do funcionamento de um circuito integrador.

A resposta no tempo do filtro passa-baixa é:

$$V_o(t) = \frac{-1}{R_1 C} \exp(-t/R_2 C) \int V_1(t) \exp(t/R_2 C) dt + C_I \quad (2.33)$$

onde C_I é a condição inicial de integração ($t=0$).

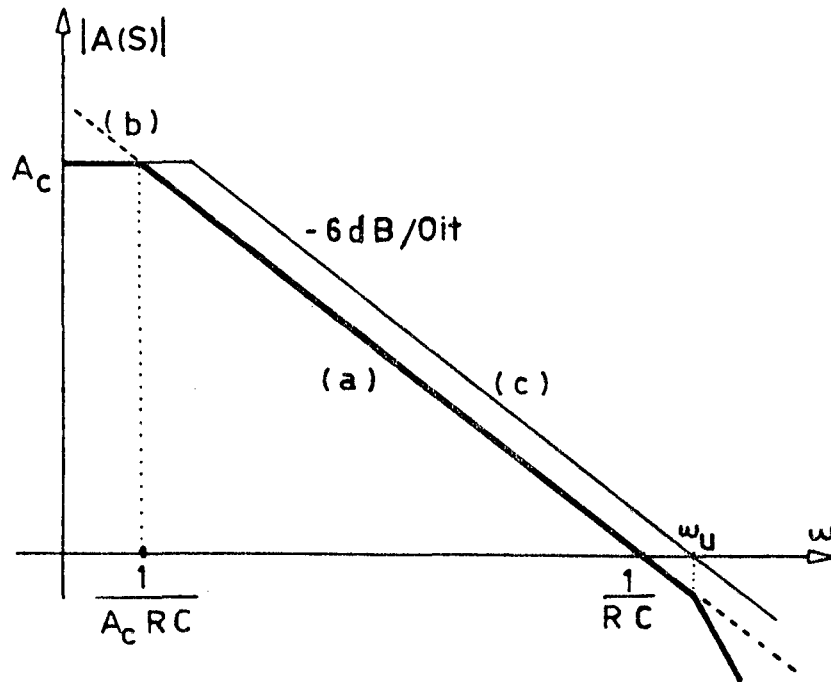


Figura 2.25. Resposta em frequência do integrador real(a), do ideal(b), e do ganho de malha aberta do ampop(c).

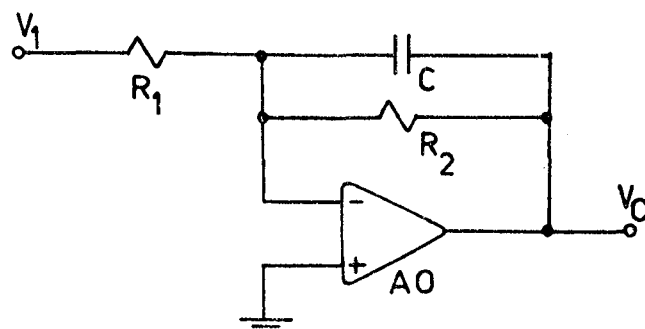


Figura 2.26. Filtro passa-baixa de primeira ordem.

Se o período do sinal de entrada for bem menor que a constante de tempo $R_2 C$, pode-se simplificar a equação (2.33) para:

$$V_o(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int V_1(t) dt \quad (2.34)$$

onde: $C_I = 0$.

Assim, a resposta em frequência para o filtro passa-baixa (fig. 2.27) é:

$$A(S) = \frac{V_o(S)}{V_1(S)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{(R_2C S + 1)} \quad (2.35)$$

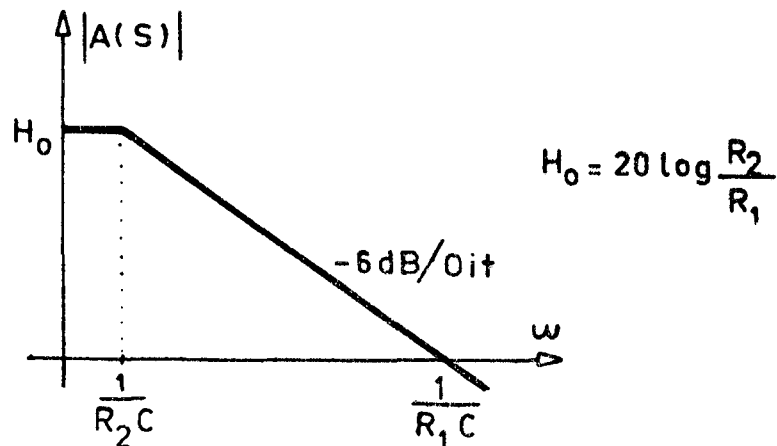


Figura 2.27. Resposta em frequência para o filtro passa-baixa.

Para sinais contínuos, o ganho do circuito é $(-R_2/R_1)$ e o filtro passa-baixa se comporta como um integrador para frequências acima de $(1/R_2C)$ [29].

Para obter-se um integrador com bom desempenho, o capacitor de realimentação deve ser selecionado com uma corrente de fuga do dielétrico bem menor que a corrente de polarização do amplificador operacional.

Quanto ao valor prático, não deve ser muito pequeno devido a imprecisão causada por capacitâncias parasitas, e valores muito grandes trazem dificuldades quanto ao tamanho físico, preço e qualidade. Capacitores eletrolíticos não permitem sinais bipolares e possuem apreciável corrente de fuga.

De um modo geral, a escolha de capacitores é função específica da aplicação. As referências [24,26,29] especificam os tipos de capacitores e aplicações gerais.

2.8. CONVERSOR DE VALOR EFICAZ (CVE)

2.8.1. O circuito

Conforme foi visto, o CVE é composto por um circuito de valor absoluto, um circuito multiplicador-divisor, e um circuito integrador.

Então, baseado nos itens anteriores, no CVE (fig. 2.28) o somador do circuito de valor absoluto está incluído nas entradas dos circuitos logarítmicos, formado pelos resistores R_1 , R_3 , R_7 , R_8 e os ampops AO_1 e AO_3 ; o integrador foi formado em conjunto com o circuito anti-logarítmico, no ampop AO_4 , do circuito multiplicador-divisor.

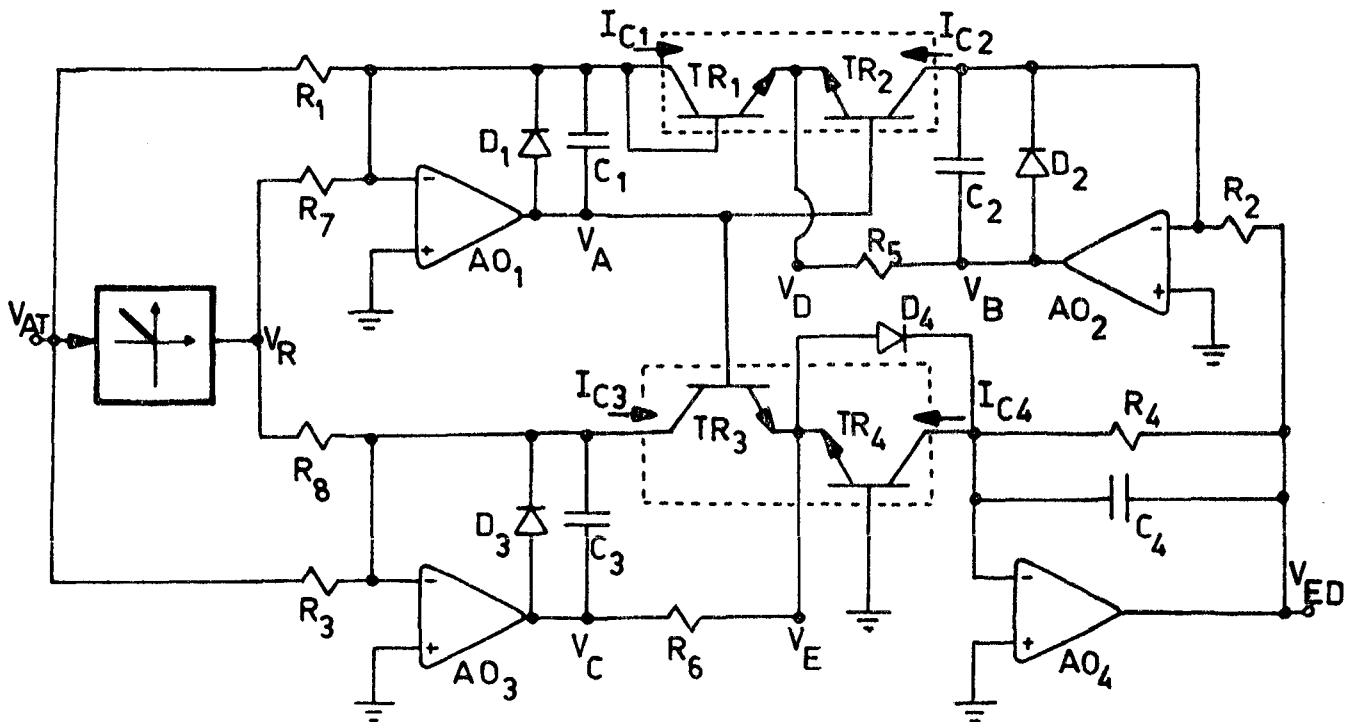


Figura 2.28. Conversor de valor eficaz (CVE).

2.8.2. Resposta para sinais periódicos e contínuos

Na figura 2.28, o somador do circuito de valor absoluto deve ter ganhos 1 e 2, para os sinais $V_{AT}(t)$ e $V_R(t)$, respectivamente. Então os resistores R_7 e R_8 devem ser iguais a:

$$R_7 = \frac{R_1}{2} \quad (2.36)$$

$$R_8 = \frac{R_3}{2} \quad (2.37)$$

Considerando todos os ampops ideais, a corrente de coletor I_{C1} é igual a:

$$I_{C1} = \frac{V_{AT}(t) + 2V_R(t)}{R_1} \quad (2.38)$$

O sinal $V_R(t)$ é igual ao sinal $V_{AT}(t)$ retificado em meia onda, ou seja:

$$V_R(t) = \begin{cases} |V_{AT}(t)|, & \text{para } V_{AT}(t) < 0 \\ 0 & , \text{ para } V_{AT}(t) > 0 \end{cases}$$

Então pode-se escrever a relação:

$$V_{AT}(t) + 2 V_R(t) = |V_{AT}(t)| \quad (2.39)$$

e a corrente I_{C1} fica igual a:

$$I_{C1}(t) = \frac{|V_{AT}(t)|}{R_1} \quad (2.40)$$

Analogamente, a corrente de coletor I_{C3} é:

$$I_{C3}(t) = \frac{|V_{AT}(t)|}{R_3} \quad (2.41)$$

e as correntes I_{C2} e I_{C4} são dadas por:

$$I_{C2}(t) = \frac{V_{ED}(t)}{R_2} \quad (2.42)$$

$$I_{C4}(t) = \frac{V_{ED}(t)}{R_4} + C_4 \frac{d V_{ED}(t)}{dt} \quad (2.43)$$

Substituindo as equações (2.40) a (2.43) na equação (2.27):

$$\frac{V_{ED}(t)}{R_4} + C_4 \frac{d V_{ED}(t)}{dt} = \frac{R_2}{R_1 R_3} \cdot \frac{|V_{AT}(t)| \cdot |V_{AT}(t)|}{V_{ED}(t)} \cdot \frac{I_{S2} \cdot I_{S4}}{I_{S1} \cdot I_{S3}} \quad (2.44)$$

resultando a equação diferencial:

$$\frac{d V_{ED}^2(t)}{dt} + \frac{2}{R_4 C_4} V_{ED}^2(t) = \frac{2 R_2}{R_1 R_3 C_4} \cdot \frac{I_{S2} I_{S4}}{I_{S1} I_{S3}} \cdot V_{AT}^2(t) \quad (2.45)$$

cuja solução é igual a:

$$V_{ED}(t) = \sqrt{\frac{2 R_2}{R_1 R_3 C_4} \frac{I_{S2} I_{S4}}{I_{S1} I_{S3}} \exp\left(\frac{-2t}{R_4 C_4}\right) \int \exp\left(\frac{2t}{R_4 C_4}\right) V_{AT}^2(t) dt + C_I \exp\left(\frac{-2t}{R_4 C_4}\right)} \quad (2.46)$$

onde C_I é a condição inicial de integração ($t=0$).

Considerando o período do sinal de entrada bem menor que a constante de tempo $R_4 C_4 / 2$, e $C_I = 0$, a equação (2.46) pode ser escrita por:

$$V_{ED}(t) = \sqrt{\frac{2 R_2}{R_1 R_3 C_4} \frac{I_{S2} I_{S4}}{I_{S1} I_{S3}} \int V_{AT}^2(t) dt} \quad (2.47)$$

Se o sinal $V_{AT}(t)$ for um sinal V_1 contínuo, então a resposta do circuito será:

$$V_{ED} = \sqrt{\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot \frac{I_{S2} I_{S4}}{I_{S1} I_{S3}}} \cdot V_1 \quad (2.48)$$

Considerando o circuito de valor absoluto e os ampops ideais, basta ajustar um resistor de modo que,

$$\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot \frac{I_{S2} I_{S4}}{I_{S1} I_{S3}} = 1 \quad (2.49)$$

para calibrar o ganho do conversor de valor eficaz. O melhor ajuste é proporcionado pelo resistor R_2 , uma vez que está conectado na saída e opera com sinais contínuos. Note que com os transistores $TR_1 - TR_2$ e $TR_3 - TR_4$ casados, a razão entre as correntes de fuga, de acordo com o item 2.4.5, se torna independente da temperatura [12,30].

2.8.3. Erros na resposta em frequência

a) Baixa frequência

A função de transferência do CVE é:

$$V_{ED}^2(S) = \frac{V_{AT}^2(S)}{1 + S\tau_E} \quad (2.50)$$

assumindo que o ganho do conversor foi ajustado (equação 2.49). τ_E é a constante de tempo da função de transferência igual a:

$$\tau_E = \frac{R_4 C_4}{2} \quad (2.51)$$

Para entrada senoidal:

$$V_{AT}(t) = \sqrt{2} V_{EF} \cos \omega t, \quad (2.52)$$

o sinal de entrada ao quadrado será:

$$V_{AT}^2(t) = V_{EF}^2(1 + \cos 2 \omega t) \quad (2.53)$$

Este possui uma componente contínua e uma alternada. Resolvendo a equação (2.50) para cada componente e somando por superposição, tem-se a amplitude do estado final de saída. Então, a saída em função da frequência de entrada é:

$$V_{ED}(t) = V_{EF} \sqrt{1 + \frac{\cos 2 \omega t}{\sqrt{1+4\omega^2\tau_E^2}}} \quad (2.54)$$

Para frequências bem baixas, $\omega \ll 1/\tau_E$, a equação (2.54) fica igual a:

$$V_{ED}(t) = \sqrt{2} V_{EF} |\cos \omega t| \quad (2.55)$$

Agora, assumindo que $\omega > 1/\tau_E$, a equação (2.54) pode ser simplificada usando-se a aproximação dada pela série de potências:

$$\sqrt{1+x} \cong 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} \quad (2.56)$$

para $-1 < x \leq 1$.

Então a equação (2.54) fica igual a:

$$V_{ED}(t) \cong V_{EF} \left[1 - \frac{1}{16(1+4\omega^2\tau_E^2)} + \frac{\cos 2 \omega t}{2 \sqrt{1+4\omega^2\tau_E^2}} - \frac{\cos 4 \omega t}{16(1+4\omega^2\tau_E^2)} \right] \quad (2.57)$$

Da equação (2.57), há na saída do CVE um erro na tensão contínua, dado por:

$$\epsilon_{CS} = \frac{V_{EF}}{16(1+4\omega^2\tau_E^2)}, \quad (2.58)$$

e um erro ca devido a tensão de ondulação V_{OND} ,

$$V_{OND} = \frac{V_{EF} \cos 2 \omega t}{2 \sqrt{1+4\omega^2 \tau_E^2}} \quad (2.59)$$

desprezando-se o efeito da quarta harmônica.

O erro fracional instantâneo na saída, devido a tensão de ondulação, dado por:

$$\epsilon_{OS} = \frac{1}{2 \sqrt{1+4\omega^2 \tau_E^2}} \quad (2.60)$$

e o erro fracional na tensão contínua de saída, dado por:

$$\epsilon_{LS} = \frac{1}{16(1+4\omega^2 \tau_E^2)} \quad (2.61)$$

são colocados, em porcentagem, no gráfico da fig. 2.29, em função de ω e τ_E .

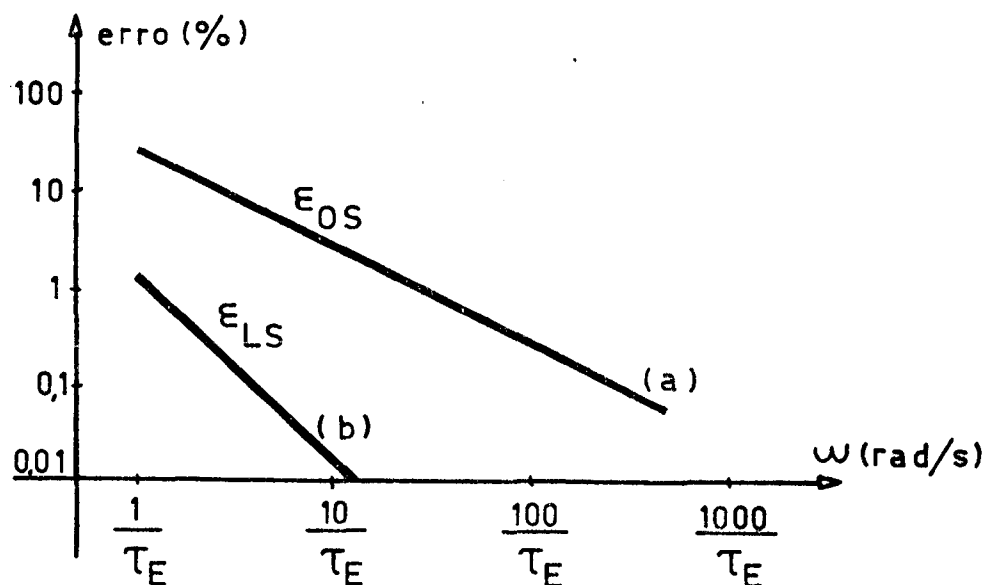


Figura 2.29. Erro instantâneo no valor eficaz devido a tensão de ondulação(a), e erro cc no nível do valor eficaz(b).

Se necessário, pode-se usar um filtro na saída do CVE para diminuir o erro devido a V_{OND} , se τ_E é grande o suficiente para ϵ_{CS} estar de acordo com as especificações desejadas.

A frequência mínima de entrada, f_{LS} , em função da precisão necessária, é dada por:

$$f_{LS} \cong \frac{1}{8\pi R_4 C_4 \sqrt{\epsilon_{LS}} \tau_E}, \text{ para } \omega \gg \frac{1}{\tau_E} \quad (2.62)$$

onde ϵ_{LS} é o erro fracional dado por:

$$\epsilon_{LS} = \frac{\epsilon_{CS}}{V_{EF}} \quad (2.63)$$

e τ_E é dado pela expressão (2.51) |30|.

b) Alta frequência

Há duas limitações no CVE em alta frequência: a largura de banda do circuito de valor absoluto (ver item 2.3.5), e a largura de banda dos circuitos logarítmicos de entrada (item 2.4.3).

Mesmo que o circuito de valor absoluto tivesse largura de banda infinita, o desempenho em alta frequência do CVE ficaria limitado pela largura de banda dos circuitos logarítmicos. De acordo com a equação (2.17), a largura de banda é função da amplitude do sinal, uma vez que a compensação na fase é aumentada para sinais com baixa amplitude, em vista da impedância dinâmica do transistor logarítmico ser uma função inversa de sua corrente de emissor, ou aproximadamente sua corrente de coletor.

$$r_e \cong \frac{V_T}{I_C} \quad (2.64)$$

Este efeito é proporcionado pela retificação da entrada; as correntes nos transistores logarítmicos, mesmo para sinais senoidais são muito complexas, possuindo um nível cc igual ao valor médio absoluto da entrada mais uma série infinita de termos

ca, com a componente de mais baixa frequência sendo igual ao dobro da frequência de entrada. A impedância dinâmica do transistor logarítmico, TR_3 por exemplo, é igual a:

$$r_{e3} \cong R_3 \frac{V_T}{V_m} \quad (2.65)$$

onde V_m é o valor médio absoluto. Relacionando V_m com o valor eficaz para um sinal senoidal, r_{e3} fica:

$$r_{e3} \cong 1,11 R_3 \frac{V_T}{V_{EF}} \quad (2.66)$$

De acordo com a equação (2.17), a frequência de -3dB é:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_3 (R_6 + 1,11 R_3 V_T / V_{EF})} \quad (2.67)$$

Esta é a largura de banda para sinais senoidais, mas a corrente de coletor real é uma série infinita, com a componente de mais baixa frequência igual ao dobro da frequência de entrada.

Se o circuito de valor absoluto possui largura de banda infinita, a limitação da largura de banda do circuito logarítmico pode produzir um erro máximo de 11%, devido a componente cc da corrente diferir do valor eficaz somente pelo fator de forma senoidal igual a 1,11072. Resulta, então, que a limitação em alta frequência do CVE é devida primeiramente ao circuito de valor absoluto [12,30].

A expressão (2.67) mostra uma frequência de -3dB a proximada para o conversor. No item de compensação de fase do CVE, analisa-se cada um dos circuitos logarítmicos, considerando-se os efeitos de interação entre os circuitos, obtendo-se a resposta de -3dB com maior precisão.

2.8.4. Resposta para sinais com alto fator de crista

No item anterior, foi analisada a resposta em baixa e alta frequência para sinais senoidais. Os resultados são adequados, geralmente, para sinais com baixo fator de crista.

Na análise do desempenho do CVE para sinais com alto fator de crista, em baixa e alta frequência, utiliza-se um trem de pulsos como sinal de entrada, pois este representa o sinal para o pior caso.

a) Baixa frequência

O valor eficaz do trem de pulsos da fig. 2.30 é dado por (Apêndice 3):

$$V_{EF} = V_P \sqrt{\frac{t_a}{T}} \quad (2.68)$$

onde V_P é o valor de pico, t_a é a largura do pulso, e T é o período do sinal.

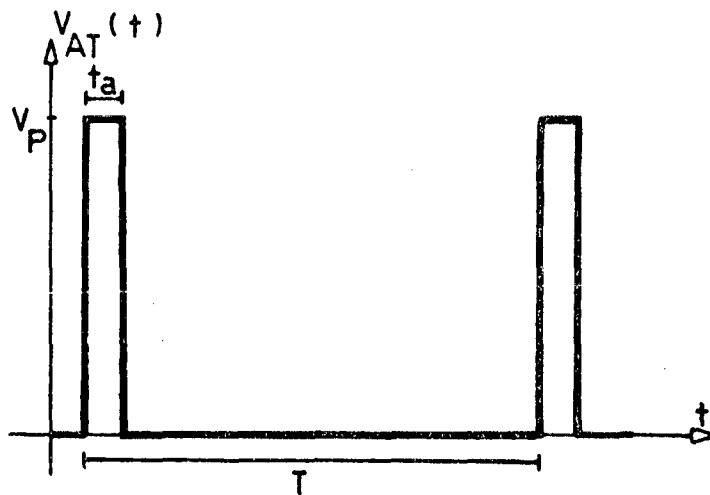


Figura 2.30. Trem de pulsos para análise da resposta do CVE a sinais com alto fator de crista.

Para baixa frequência, a constante de tempo, τ_E , pode ser insuficiente, resultando um erro no nível contínuo de saída, e também um erro instantâneo devido a tensão de ondulação.

Uma solução aproximada pode ser obtida considerando o caso em que $T \ll \tau_E$. Na fig. 2.31, o quadrado do sinal $V_{AT}(t)$ de entrada pode ser visto antes e depois do filtro passa-baixa. A tensão de saída é igual a raiz quadrada do nível cc mais a parte ca, do sinal $V_{AT}^2(t)$, após o filtro.

Se $T \ll \tau_E$, a componente ca pode ser aproximada por uma onda triangular, com valor pico a pico igual a $(v_2^2 - v_1^2)$, e os valores v_1^2 e v_2^2 podem ser aproximados das equações de crescimento e decaimento por:

$$v_2^2 \cong v_1^2 + (V_P^2 - v_1^2) \frac{t_a}{\tau_E} \quad (2.69)$$

e

$$v_1^2 \cong v_2^2 \left(1 - \frac{T - t_a}{\tau_E} \right) \quad (2.70)$$

Então o valor pico a pico da onda triangular é:

$$(v_2^2 - v_1^2) \cong V_P \frac{t_a}{T} \left(\frac{T - t_a}{\tau_E} \right) \quad (2.71)$$

Utilizando a aproximação dada pela série de potências da expressão (2.56) na raiz quadrada da tensão de saída,

$$V_{ED}(t) = \sqrt{E_{CC}^2 + S(t)} \quad (2.72)$$

resulta:

$$V_{ED}(t) \cong E_{CC} \left(1 + \frac{S(t)}{2E_{CC}^2} - \frac{S^2(t)}{8E_{CC}^4} \right) \quad (2.73)$$

onde $S(t)$ é a onda triangular, e E_{CC}^2 é o nível cc na saída do filtro passa-baixa.

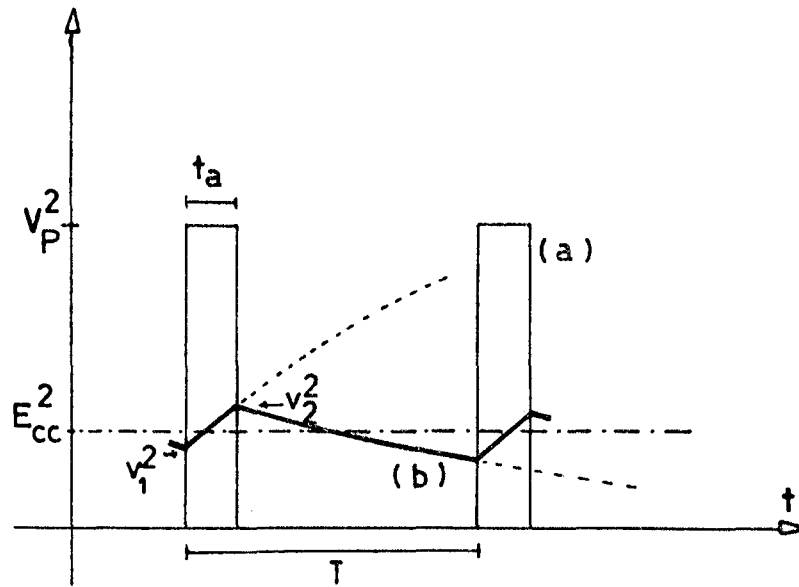


Figura 2.31. Sinal de entrada $V_{AT}^2(t)$ antes(a), e depois do filtro passa-baixa(b).

O m3dulo da tens3o de ondula33o na sa3ida, devido ao termo $S(t)$, e de acordo com a equa33o (2.68), 3:

$$|V_{OND}| \cong \frac{1}{4} \left(\frac{T - t_a}{\tau_E} \right) V_{EF} \quad (2.74)$$

que ocasiona um erro fracional instant3neo dado por:

$$\epsilon_{OP} \cong \frac{T}{4 \tau_E} \quad (2.75)$$

para: $T - t_a \cong T$.

O termo $S^2(t)$ tem uma componente cc, $(v_2^2 - v_1^2)^2/12$, e produz um erro no n3vel cc de sa3ida igual a:

$$\epsilon_{CP} \cong \frac{V_{EF}}{96} \left(\frac{T - t_a}{\tau_E} \right)^2 \quad (2.76)$$

Para alto fator de crista, pode-se escrever a frequ3ncia m3nima f_{LP} , para sinais de entrada constitu3do por trem de pulsos:

$$f_{LP} \cong \frac{2}{R_4 C_4 \sqrt{96 \epsilon_{LP}}}, \text{ para } T \gg t_a \quad (2.77)$$

onde ϵ_{LP} é o erro fracional igual a ϵ_{CP}/V_{EF} , e τ_E é dado pela equação (2.51) [12,30].

Comparando as expressões (2.62) e (2.77), resulta:

$$f_{LP} \cong 5,1 f_{LS} \quad (2.78)$$

e as expressões (2.60) e (2.75):

$$\epsilon_{OP} \cong 2\pi \epsilon_{OS} \quad (2.79)$$

b) Alta frequência

Com trem de pulsos de alta frequência, há duas limitações básicas: a largura de banda do CVE limita o número de harmônicas que são medidas; e a taxa de rampa máxima do amplificador operacional de entrada reduz o conteúdo da energia do pulso de entrada.

Analisando o primeiro caso, um trem de pulsos pode ser representado por uma série de Fourier. Então, para o trem de pulsos da fig. 2.30, a série fica igual a:

$$V_{AT}(t) = V_P \frac{t_a}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen } n x}{n x} \cos \frac{2 n x t}{t_a} \right] \quad (2.80)$$

onde $x = \frac{\pi t_a}{T}$.

O valor eficaz do sinal de entrada $V_{AT}(t)$ é:

$$V_{EF} = V_P \frac{t_a}{T} \sqrt{1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}^2 n x}{(n x)^2}} \quad (2.81)$$

Como a resposta em frequência do CVE é limitada, algumas harmônicas serão excluídas da medida. Supondo que a resposta do CVE é plana até a frequência de -3dB, e tendo resposta

nula para sinais com frequências acima de -3dB, então a saída do CVE será:

$$V_{ED}(t) = V_P \frac{t_a}{T} \sqrt{1 + 2 \sum_{n=1}^N \frac{\text{sen}^2 n x}{(n x)^2}} \quad (2.82)$$

onde: N é o número de harmônicas medidas, que é igual a razão entre a frequência f_{-3dB} e a frequência do sinal de entrada.

O erro fracional na saída, devido a limitação de largura de banda e entrada com trem de pulsos é:

$$\epsilon_{HP} = \frac{V_{EF} - V_{ED}}{V_{EF}} \quad (2.83)$$

então:

$$\epsilon_{HP} = 1 - \sqrt{\frac{t_a}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^N \frac{\text{sen}^2 n x}{(n x)^2} \right]} \quad (2.84)$$

A figura 2.32 mostra o erro em função do produto da largura do pulso pela largura de banda de -3dB ($t_a \cdot f_{-3dB}$), para trem de pulsos e onda quadrada simétrica; e também para comparação, o erro para entrada senoidal, em função da razão f_{-3dB} pela frequência de entrada (f_{-3dB}/f) [30].

O segundo caso da limitação em alta frequência, é devido a taxa de rampa máxima, T_{RM} , do ampop de entrada, que reduz o conteúdo da energia do pulso, deixando o trem de pulsos de entrada com um formato trapezoidal (fig. 2.33), reduzindo assim, o valor eficaz.

A taxa de rampa máxima necessária ao ampop, para uma determinada precisão de conversão, pode ser determinada pelo resultante trem de pulsos trapezoidal. Assume-se que T_{RM} é igual para subida e descida do pulso, e que é constante.

Calculando o valor eficaz na saída do CVE, para o trem de pulsos trapezoidal, utilizando a fórmula definição de valor eficaz, tem-se:

$$V_{ED}^2(t) = \frac{V_P^2}{T} \left[t_a - \frac{t_c}{3} \right] \quad (2.85)$$

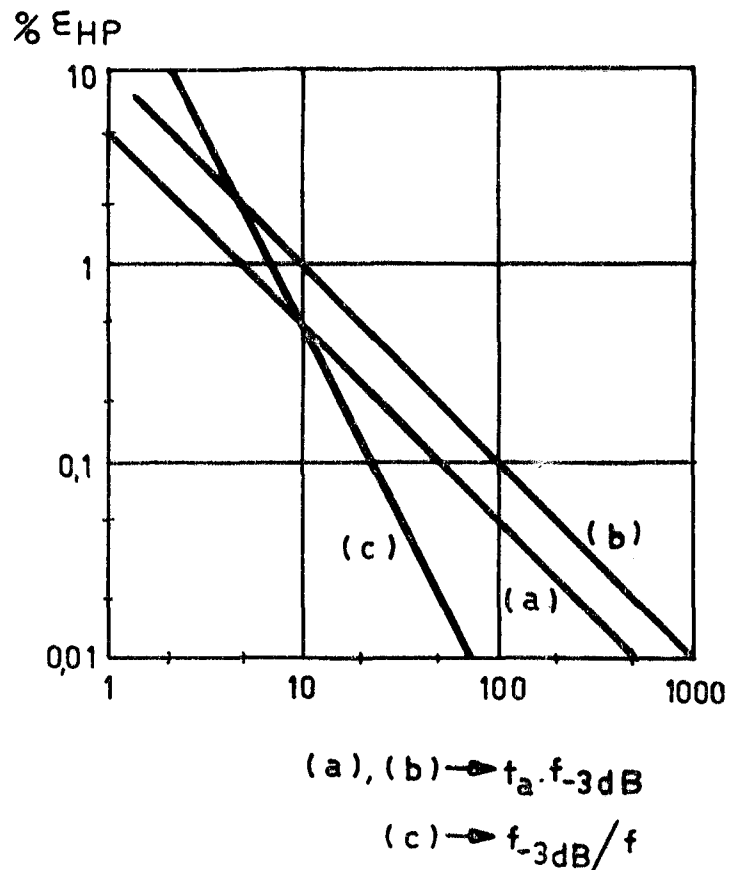


Figura 2.32. Erro na saída do CVE em função do produto $t_a \cdot f_{-3dB}$ para trem de pulsos (a), e para onda quadrada simétrica (b); também o erro para entrada senoidal em função da razão f_{-3dB}/f (c).

Considerando o valor eficaz do trem de pulsos, dado pela equação (2.68), a saída fica igual a:

$$V_{ED}(t) = V_{EF} \sqrt{1 - \frac{t_c}{3t_a}} \quad (2.86)$$

O erro fracional na saída devido a limitação de T_{RM} é:

$$\epsilon_{TP} = 1 - \sqrt{1 - \frac{V_P}{3t_a T_{RM}}} \quad (2.87)$$

onde $T_{RM} = V_p/t_c$. Para pequenos erros (<10%), a expressão (2.87) pode ser simplificada para |30|:

$$\epsilon_{TP} \cong \frac{V_P}{6t_a T_{RM}} \quad (2.88)$$

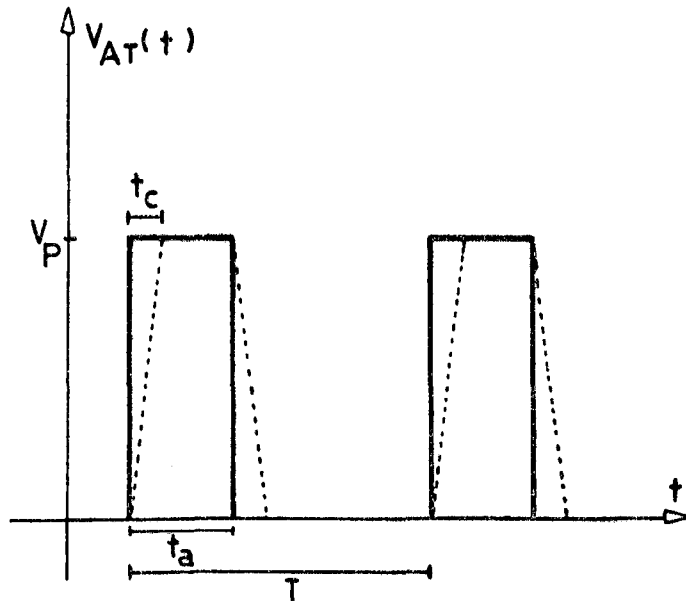


Figura 2.33. Efeito da taxa de rampa máxima do ampop, T_{RM} , no sinal de entrada.

2.8.5. Tempo de resposta do conversor

Para um bom desempenho do CVE em baixas frequências, a constante de tempo do conversor, dada pela expressão (2.51), deve ser bem maior comparada com o período do sinal de entrada, conforme foi visto no item 2.8.3(a). Mas, isto resulta num tempo de resposta muito longo na saída, para uma variação do nível de valor eficaz na entrada do conversor.

O tempo de resposta do CVE, pode ser analisado com um sinal de entrada contínuo, que varia de um valor inicial V_a a um valor final V_b . O resultado pode ser aplicado a qualquer forma de onda, desde que a frequência mais baixa do sinal, não cause na

saída um erro no nível contínuo maior que o erro de acomodação de sejado.

O sinal de entrada considerado,

$$V_{AT}(t) = V_a + (V_b - V_a)u(t) \quad (2.89)$$

elevado ao quadrado, fica igual a:

$$V_{AT}^2(t) = V_a^2 + (V_b^2 - V_a^2)u(t) \quad (2.90)$$

onde: $u(t)$ é a função degrau unitário. A saída ao quadrado é o valor inicial V_a^2 mais a resposta do circuito ao degrau $(V_b^2 - V_a^2)u(t)$. Então a saída é:

$$V_{ED}^2(t) = V_a^2 + [1 - \exp(-t/\tau_E)](V_b^2 - V_a^2) \quad (2.91)$$

e pode ser escrita por:

$$V_{ED}(t) = \sqrt{V_a^2 \exp(-t/\tau_E) + V_b^2 [1 - \exp(-t/\tau_E)]} \quad (2.92)$$

Da equação de resposta a um degrau (2.92), o tempo de acomodação t_S pode ser determinado em função do erro de acomodação ϵ_S , dado por:

$$\epsilon_S = \frac{V_{ED}(\infty) - V_{ED}(t_S)}{V_{ED}(\infty) - V_{ED}(0)} \quad (2.93)$$

Então t_S , em função da amplitude e da direção do degrau, é igual a:

$$t_S = \tau_E \ln \frac{V_a^2 - V_b^2}{[V_b - \epsilon_S(V_b - V_a)]^2 - V_b^2} \quad (2.94)$$

Se o degrau é crescente, com $V_a \ll V_b$ e $\epsilon_S \ll 1$, a expressão (2.94) pode ser simplificada para:

$$t_{S+} = \tau_E \ln \frac{1}{2\epsilon_S} \quad (2.95)$$

e se o degrau é decrescente, com $V_a \gg V_b$ e $\epsilon_S \ll 1$, a expressão (2.94) pode ser simplificada para:

$$t_{S-} = 2 \tau_E \ln \frac{1}{\epsilon_S} \quad (2.96)$$

Das equações (2.95) e (2.96), resulta que o tempo de acomodação decrescente é maior que o dobro do tempo crescente.

Assumindo que o máximo erro na saída devido a um sinal senoidal de baixa frequência é igual ao erro de acomodação desejado, o tempo de acomodação pode ser expresso como função da precisão necessária e da frequência de corte inferior f_{LS} . Combinando a expressão (2.62) com as expressões (2.95) e (2.96) [30], tem-se:

$$t_{S+} = \frac{1}{16\pi f_{LS} \sqrt{\epsilon_S}} \ln \frac{1}{2\epsilon_S} \quad (2.97)$$

e

$$t_{S-} = \frac{1}{8\pi f_{LS} \sqrt{\epsilon_S}} \ln \frac{1}{\epsilon_S} \quad (2.98)$$

Como foi visto, o tempo de resposta do CVE depende da constante de tempo do circuito integrador, mais precisamente do capacitor de integração. A escolha do valor do capacitor fica entre a resposta para baixa frequência e o tempo de resposta. O conversor deve fornecer uma medida constante do valor eficaz, assim, o capacitor deve ser selecionado para uma específica faixa de frequência. Deve ter um valor suficientemente grande para eliminar a tensão de ondulação de saída, e um valor pequeno para assegurar u ma resposta rápida a uma variação no valor eficaz [12].

Para melhor desempenho do medidor de valor eficaz utiliza-se um comando externo ao CVE, selecionando-se o valor do capacitor de integração de acordo com a frequência do sinal de en trada.

2.8.6. Análise dos erros em cc

As não idealidades de entrada dos amplificadores operacionais, os desvios de tensão e correntes das polarizações, causam erros na saída do CVE, ou seja, por exemplo, um desvio de tensão e um erro cc reverso. O erro cc reverso é definido como a mudança na tensão de saída devido a reversão da polaridade de um sinal cc na entrada do CVE. Este erro é causado pelos desvios de tensões dos ampops do circuito retificador, e dos circuitos logarítmicos de entrada, e devido também, ao descasamento dos resistores do circuito de valor absoluto.

Para ótimo desempenho do conversor, analisa-se o efeito dos desvios de tensões nos ampops do CVE (fig. 2.34), assumindo $V_{AT} > 0$, para desprezar-se o efeito do circuito retificador, já discutido no item 2.3.3. Pode-se desprezar o efeito das correntes de polarizações, utilizando-se níveis altos de correntes nos coletores.

As correntes I_{C1} , I_{C2} , I_{C3} e I_{C4} são:

$$I_{C1} = \frac{V_{AT} - 3V_{os1}}{R_1} \quad (2.99)$$

$$I_{C2} = \frac{V_{ED} - V_{os2}}{R_2} \quad (2.100)$$

$$I_{C3} = \frac{V_{AT} - 3V_{os3}}{R_3} \quad (2.101)$$

$$I_{C4} = \frac{V_{ED} - V_{os4}}{R_4} \quad (2.102)$$

Da fig. 2.34, pode-se escrever:

$$V_{BE4} - V_{BE3} + V_{BE2} - V_{BE1} + V_{os1} = 0 \quad (2.103)$$

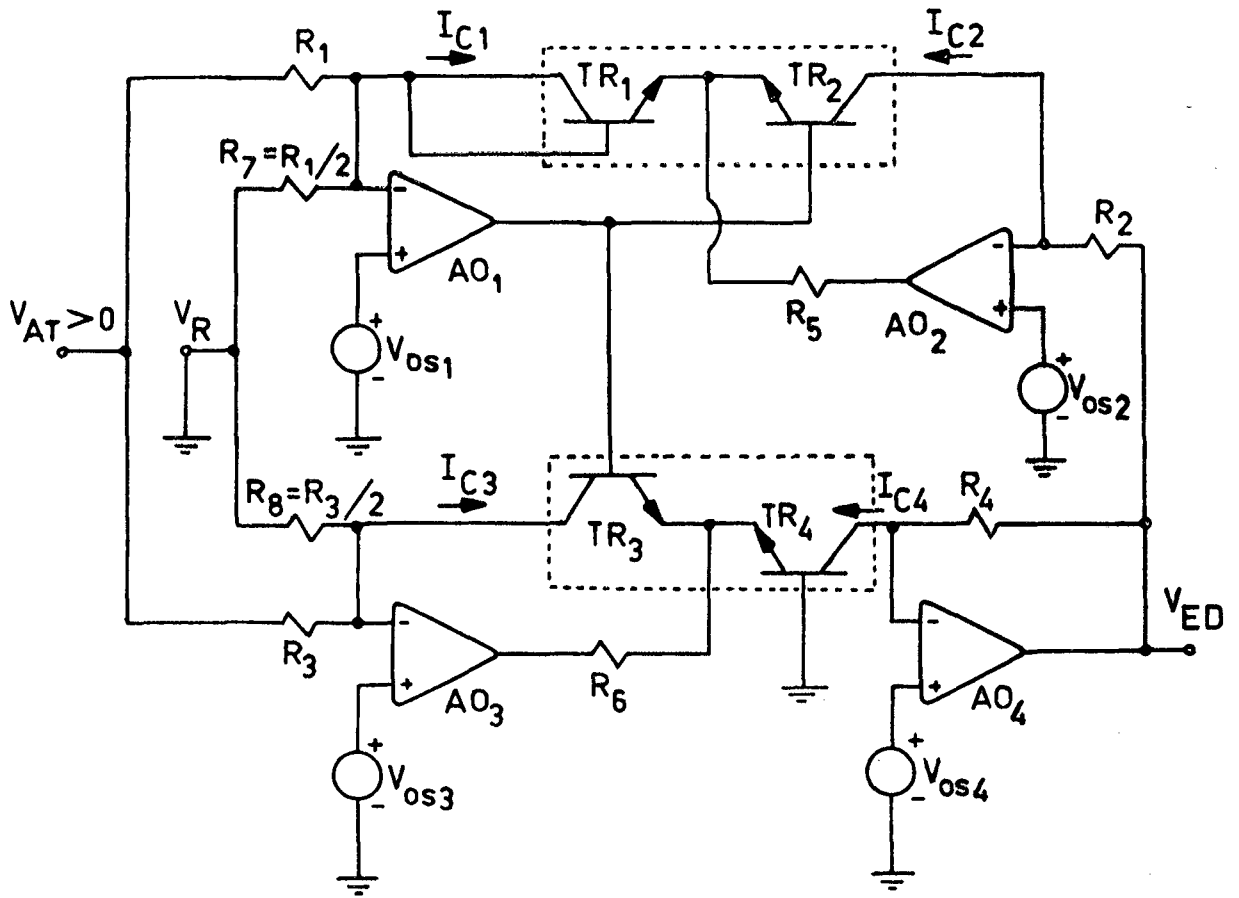


Figura 2.34. Análise dos desvios de tensões dos ampops do CVE.

Substituindo cada tensão V_{BE} pela respectiva relação com a corrente I_C , e resolvendo para a tensão V_{ED} de saída, tem-se:

$$V_{ED} = \frac{V_{os2} + V_{os4} + 1}{2} \left\{ 4 \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \frac{I_{S2} I_{S4}}{I_{S1} I_{S3}} \exp\left(\frac{-V_{os1}}{V_T}\right) \left[V_{AT}^2 - 3V_{AT} \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \cdot (V_{os1} + V_{os3}) + 9 V_{os1} V_{os3} \right] + (V_{os2} - V_{os4})^2 \right\}^{1/2} \quad (2.104)$$

Na resposta do CVE, V_{os1} e V_{os3} causam não linearidades e erro no ganho, e V_{os2} e V_{os4} ocasionam um desvio na tensão de saída. Assim para mínimo erro, e maior facilidade de calibrar o conversor, anula-se V_{os1} , V_{os2} e V_{os3} , e ajusta-se V_{os4} ; ajusta-se também o ganho, através de R_2 , conforme discutido no item 2.8.2.

Então com $V_{os1} = V_{os2} = V_{os3} = 0$, V_{ED} fica igual a:

$$V_{ED} = \frac{V_{os4}}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{4 \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \frac{I_{S2} I_{S4}}{I_{S1} I_{S3}} V_{AT}^2 + V_{os4}^2} \quad (2.105)$$

2.8.7. Níveis das correntes nos coletores

Os níveis nas correntes dos coletores nos transistores TR_1 a TR_4 , são limitados pela resposta em frequência desejada, e pelo erro causado pela resistência extrínseca de cada transistor. Assim, níveis baixos nas correntes resultam em uma menor resposta de frequência, devido a variação de r_e com a amplitude do sinal de entrada (ver item 2.4.3), e níveis altos nas correntes introduzem erros devido a perda da característica logarítmica entre a tensão V_{BE} e a corrente I_C , ocasionada pela resistência extrínseca r_B (ver item 2.4.1).

Então os níveis nas correntes devem ser os maiores possíveis, de acordo com o máximo erro desejado, para uma melhor resposta em frequência.

Reescrevendo a equação (2.28):

$$I_{C4} = \frac{I_{C1} I_{C3}}{I_{C2}}$$

tem-se o relacionamento entre as correntes nos coletores.

Os valores máximos para as correntes I_{C1} , I_{C2} e I_{C3} , a partir das equações (2.40), (2.41) e (2.42), são:

$$I_{C1\max} = \frac{|V_{AT}(t)|_{\max}}{R_1} \quad (2.106)$$

$$I_{C2\max} = \frac{V_{ED}(t)_{\max}}{R_2} \quad (2.107)$$

e

$$I_{C3\max} = \frac{|V_{AT}(t)|_{\max}}{R_3} \quad (2.108)$$

O máximo valor de I_{C4} ocorre para o mínimo de I_{C2} , e o máximo de I_{C1} e I_{C3} . Este caso ocorre quando o sinal de entrada do conversor possui o máximo fator de crista (FC) especificado, resultando a seguinte tensão de saída:

$$V_{ED}(t) = \frac{|V_{AT}(t)|_{\max}}{FC_{\max}} \quad (2.109)$$

Assim, a corrente I'_{C2} , para $I_{C4\max}$, é:

$$I'_{C2} = \frac{|V_{AT}(t)|_{\max}}{FC_{\max} \cdot R_2} \quad (2.110)$$

Portanto, I_{C4} máxima é:

$$I_{C4\max} = \frac{I_{C1\max} \cdot I_{C3\max}}{I'_{C2}} \quad (2.111)$$

Neste caso $I_{C4\max}$ é maior que $I_{C1\max}$, I'_{C2} e $I_{C3\max}$. Com o valor da corrente $I_{C\max}$, determinada pelos transistores utilizados, faz-se:

$$I_{C4\max}, I_{C2\max} < I_{C\max} \quad (2.112)$$

e calcula-se as demais correntes, com os respectivos resistores, de modo que a relação entre R_1, R_2, R_3 e R_4 , de acordo com a equação (2.49), seja igual a:

$$\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} = 1 \quad (2.113)$$

2.8.8. Compensação de fase

No item 2.4.3 foi estudada a compensação de fase para um amplificador logarítmico básico. Neste item será abordada a compensação de fase e a determinação da frequência de -3dB para cada circuito logarítmico do CVE (fig. 2.28), considerando o efeito dos demais circuitos do conversor, devido as conexões para a obtenção da célula de multiplicação-divisão.

O circuito logarítmico formado por AO_1 e TR_1 , para a análise da estabilidade em frequência, pode ser visto na fig. 2.35a, onde C_1 é o capacitor para a compensação de fase, R_5 é o resistor de compensação de fase do circuito logarítmico $AO_2 - TR_2$, R_{i1} é o paralelo dos resistores R_1 e R_7 , e C_{i1} é a soma da capacitância da junção coletor base de TR_1 e da capacitância de entrada do ampop AO_1 . Na fig. 2.35b tem-se o circuito equivalente do circuito logarítmico em malha aberta, onde r_{e1} e r_{e2} são as resistências dinâmicas de pequeno sinal de emissor dos transistores TR_1 e TR_2 , respectivamente. Neste caso despreza-se o efeito Early, μ .

Da fig. 2.35b, o ganho de malha aberta é dado por:

$$G_{M1} = \frac{V_{o1}}{V_{d1}} \quad (2.114)$$

Considerando o ampop AO_1 com um ganho $A_1(S)$ dado por:

$$A_1(S) = \frac{A_{C1}}{1 + S \tau_{C1}} \quad (2.115)$$

o ganho $G_{M1}(S)$ fica:

$$G_{M1}(S) = -\frac{V_{o1}(S)}{V_A(S)} \cdot A_1(S) \quad (2.116)$$

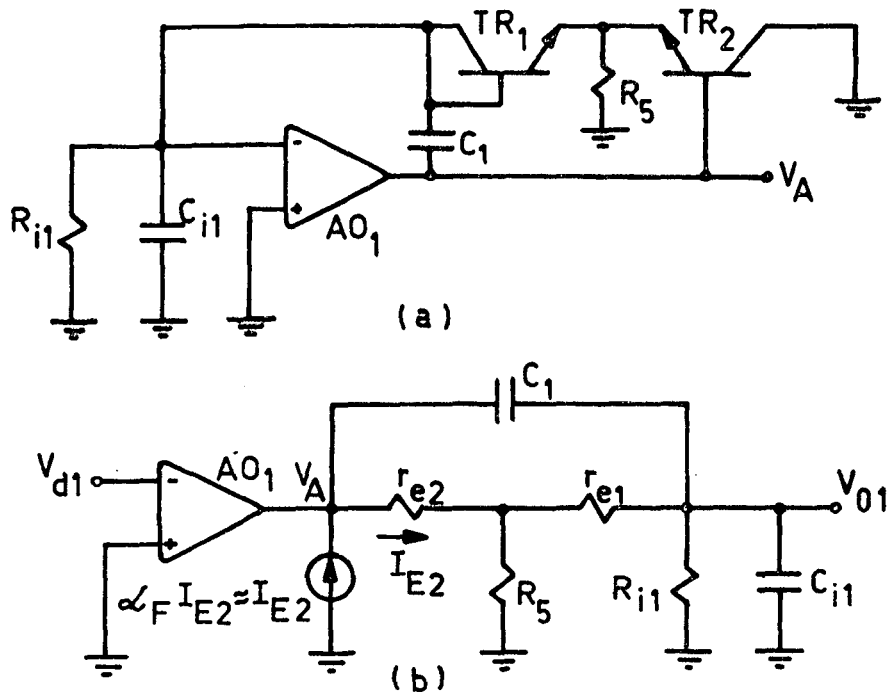


Figura 2.35. Circuito para a análise da estabilidade em frequência do circuito logarítmico $AO_1 - TR_1$ (a), e o circuito equivalente para pequenos sinais, em malha aberta (b).

resultando,

$$G_{M1}(S) = -G_{C1} \frac{(1+S\tau_{Z1})}{(1+S\tau_{C1})(1+S\tau_{P1})} \quad (2.117)$$

onde:

$$G_{C1} = \frac{R_5 R_{i1} A_{C1}}{r_{e1}r_{e2} + r_{e2}R_{i1} + R_5(r_{e1} + r_{e2} + R_{i1})} \quad (2.118)$$

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi\tau_{Z1}} = \frac{R_5}{2\pi C_1(r_{e1}r_{e2} + r_{e1}R_5 + r_{e2}R_5)} \quad (2.119)$$

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi\tau_{P1}} = \frac{r_{e1}r_{e2} + r_{e2}R_{i1} + R_5(r_{e1} + r_{e2} + R_{i1})}{2\pi(C_1 + C_{i1})R_{i1}(r_{e1}r_{e2} + r_{e1}R_5 + r_{e2}R_5)} \quad (2.120)$$

$$e \quad f_{C1} = \frac{1}{2\pi\tau_{C1}} = \frac{f_{u1}}{A_{C1}} \quad (2.121)$$

As variações de r_{e1} e r_{e2} com a amplitude do sinal de entrada, ocasionam variações nas frequências f_{z1} e f_{p1} . Então para o circuito logarítmico $AO_1 - TR_1$ possuir boa estabilidade em frequência, considerando-se o pior caso ($f_z > f_p$), deve-se ter:

$$f_{z1\max} \leq \frac{1}{2} f_{T1} \quad (2.122)$$

onde, f_{T1} é a frequência de ganho unitário da função $G_{M1}(S)$.

A frequência de -3dB do circuito pode ser determinada por meio do ganho real de malha fechada $G_{F1}(S)$, dado por:

$$G_{F1}(S) = G_{I1}(S) \cdot \frac{G_{M1}(S)}{1+G_{M1}(S)} \quad (2.123)$$

onde, $G_{I1}(S)$ é o ganho ideal de malha fechada. Do circuito da fig. 2.28, $G_{I1}(S)$ é,

$$G_{I1}(S) = - \frac{r_{e1}}{R_1} \cdot \frac{1}{(1+S\tau_{z1})} \quad (2.124)$$

onde, τ_{z1} é dada pela expressão (2.119).

Combinando as expressões (2.117), (2.123) e (2.124), resulta:

$$G_{F1}(S) = - \frac{r_{e1}}{R_1} \cdot \frac{1}{(1+S\tau_{F1})(1+S\tau_{F2})} \quad (2.125)$$

com

$$\tau_{F1} + \tau_{F2} = \frac{\tau_{C1} + \tau_{P1} + \tau_{z1} G_{C1}}{G_{C1}} \quad (2.126)$$

e

$$\tau_{F1} \cdot \tau_{F2} = \frac{\tau_{C1} \tau_{P1}}{G_{C1}} \quad (2.127)$$

Utilizando a aproximação $\tau_{F1} \gg \tau_{F2}$, resulta:

$$\tau_{F1} = \frac{\tau_{C1} + \tau_{P1} + \tau_{Z1} G_{C1}}{G_{C1}} \quad (2.128)$$

e

$$\tau_{F2} = \frac{\tau_{C1} \cdot \tau_{P1}}{\tau_{C1} + \tau_{P1} + \tau_{Z1} G_{C1}} \quad (2.129)$$

Então, a frequência de -3dB do circuito logarítmico $AO_1 - TR_1$ é:

$$f_{-3dB1} = \frac{1}{2\pi \tau_{F1}} \quad (2.130)$$

Se o módulo da função ganho de malha aberta $G_{M1}(S)$ é maior que 20 dB na frequência f_{Z1} , a expressão (2.123) pode ser aproximada por:

$$G_{F1}(S) \cong G_{I1}(S) \quad (2.131)$$

resultando a frequência de -3dB, de acordo com a expressão (2.124):

$$f_{-3dB1} \cong \frac{1}{2\pi \tau_{Z1}} = f_{Z1} \quad (2.132)$$

Assim para que o circuito tenha boa resposta em frequência, considerando as variações de r_{e1} e r_{e2} , deve-se ter:

$$f_{Z1min} \geq f_{-3dB1} \quad (2.133)$$

A máxima frequência do sinal de entrada, f_M , é relacionada com f_{-3dB1} , supondo que a função de transferência do circuito tenha um pólo dominante, pela seguinte expressão:

$$f_{-3dB1} = \frac{f_M}{\sqrt{(G_o/G)^2 - 1}} \quad (2.134)$$

onde G_0 é o ganho cc, e G é o ganho do módulo da função na frequência f_M .

Então para ótimo desempenho do circuito, o capacitor C_1 deve ser dimensionado com base nas expressões (2.122) e (2.133).

Para a análise da compensação do circuito logarítmico $AO_2 - TR_2$, utiliza-se o circuito de fig. 2.36a, onde R_5 e C_2 são os componentes para a compensação de fase, e C_{i2} é a soma da capacitância da junção coletor base de TR_2 e da capacitância de entrada de AO_2 . Na fig. 2.36b tem-se o circuito equivalente para pequenos sinais, em malha aberta.

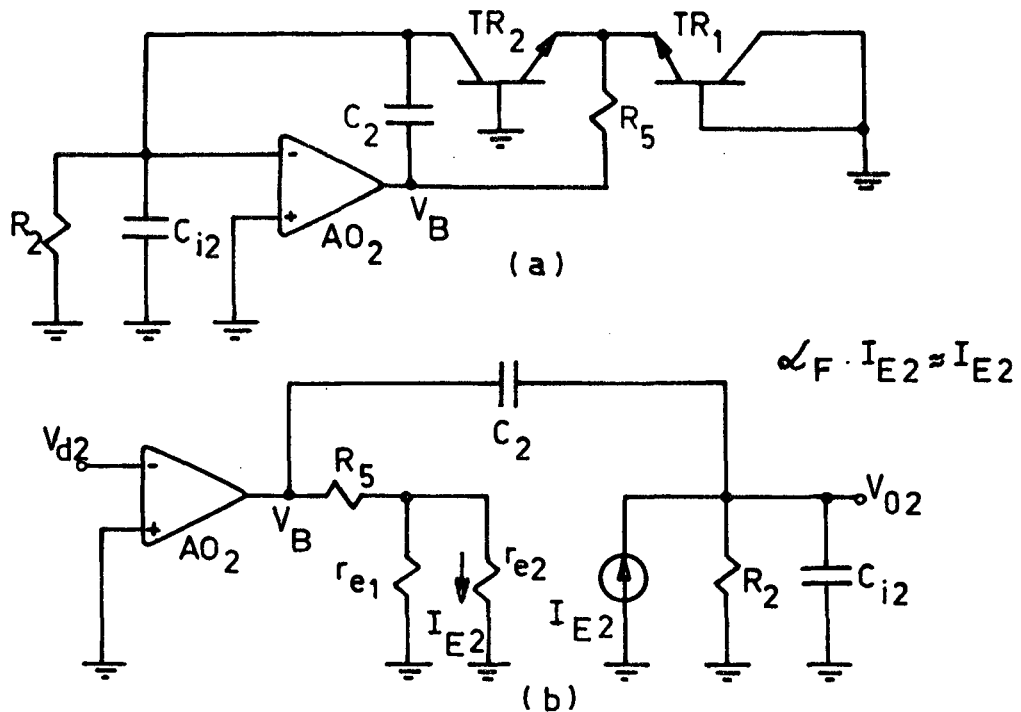


Figura 2.36. Circuito para a análise da estabilidade em frequência do circuito logarítmico $AO_2 - TR_2$ (a), e o circuito equivalente para pequenos sinais, em malha aberta (b).

Da fig. 2.36b, o ganho de malha aberta é:

$$G_{M2} = \frac{V_{o2}}{V_{d2}} \quad (2.135)$$

Considerando o ampop AO₂ com um ganho A₂(S) dado por:

$$A_2(S) = \frac{A_{C2}}{1+S \tau_{C2}} \quad (2.136)$$

o ganho G_{M2}(S) fica igual a:

$$G_{M2}(s) = \frac{-V_{o2}(S)}{V_B(S)} A_2(S) \quad (2.137)$$

resultando,

$$G_{M2}(S) = -G_{C2} \cdot \frac{(1+S \tau_{Z2})}{(1+S \tau_{C2})(1+S \tau_{P2})} \quad (2.138)$$

onde:

$$G_{C2} = \frac{r_{e1} R_2 A_{C2}}{r_{e1} r_{e2} + r_{e1} R_5 + r_{e2} R_5} \quad (2.139)$$

$$f_{Z2} = \frac{1}{2\pi \tau_{Z2}} = \frac{r_{e1}}{2 \cdot \pi \cdot C_2 (r_{e1} r_{e2} + r_{e1} R_5 + r_{e2} R_5)} \quad (2.140)$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \tau_{P2}} = \frac{1}{2\pi (C_2 + C_{i2}) R_2} \quad (2.141)$$

$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi \tau_{C2}} = \frac{f_{u2}}{A_{C2}} \quad (2.142)$$

Para o circuito logarítmico possuir estabilidade, analogamente ao caso anterior, para o pior caso ($f_{Z2} > f_{p2}$), deve-se ter:

$$f_{Z2\max} \leq \frac{1}{2} f_{T2} \quad (2.143)$$

onde, f_{T2} é a frequência de ganho unitário da função ganho $G_{M2}(S)$.

A frequência exata de -3dB pode ser determinada do mesmo modo que o caso anterior. Assim, se o módulo de $G_{M2}(S)$ na frequência f_{Z2} for maior que 20 dB, pode-se escrever:

$$f_{-3dB2} \cong \frac{1}{2\pi \tau_{Z2}} = f_{Z2} \quad (2.144)$$

Para que o circuito tenha boa resposta em frequência:

$$f_{Z2\min} \geq f_{-3dB2} \quad (2.145)$$

A máxima frequência de entrada, f_M , é relacionada com f_{-3dB2} do mesmo modo que no caso anterior, conforme expressão (2.134).

O capacitor C_2 deve ser dimensionado de acordo com as expressões (2.143) e (2.145), e o resistor R_5 , de acordo com a expressão (2.21), deve ser:

$$R_5 \leq \frac{V_{B\max} - 0,7V}{(I_{C1} + I_{C2})_{\max}} \quad (2.146)$$

A análise do circuito AO_3-TR_3 (fig. 2.37a), para a compensação de fase, é similar ao caso do circuito AO_2-TR_2 . Na fig. 2.37b aparece o circuito equivalente para pequenos sinais; R_6 e C_3 são os componentes para a compensação, R_{i3} é o paralelo dos resistores R_3 e R_8 , e C_{i3} é a soma da capacitância da junção coletor base de TR_3 e da capacitância de entrada do ampop AO_3 .

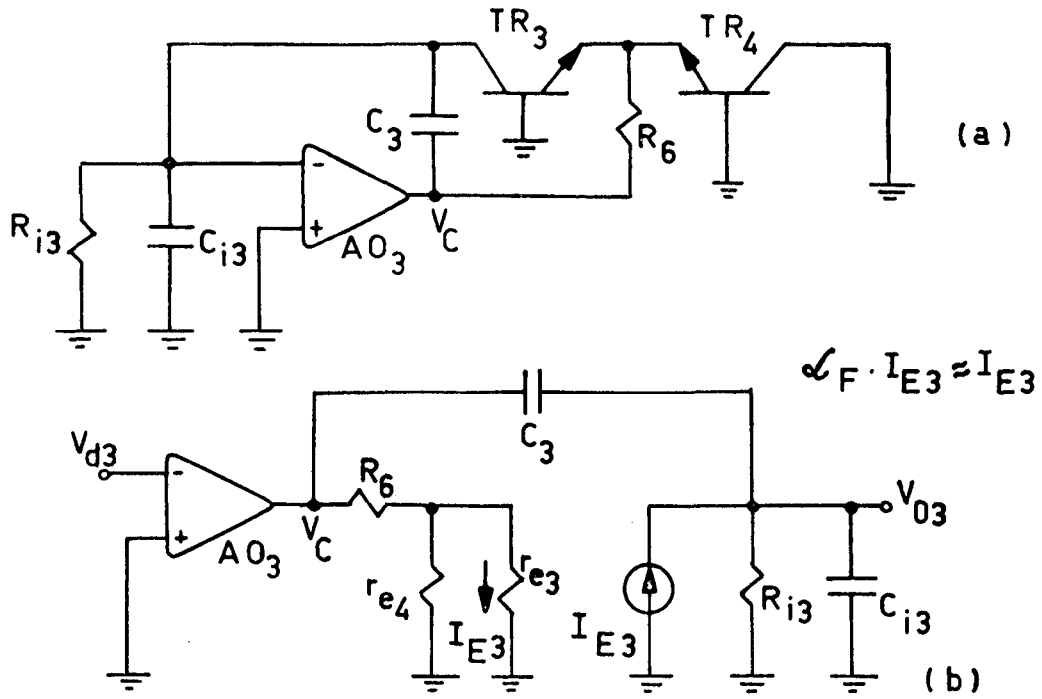


Figura 2.37. Circuito para a análise da estabilidade em frequência do circuito logarítmico $AO_3 - TR_3$ (a), e o circuito equivalente para pequenos sinais, em malha aberta (b).

Similarmente aos casos anteriores, o ganho de malha aberta do circuito da fig. 2.37b, é:

$$G_{M3}(S) = - G_{C3} \frac{(1+S \tau_{Z3})}{(1+S \tau_{C3})(1+S \tau_{P3})} \quad (2.147)$$

onde

$$G_{C3} = \frac{r_{e4} R_{i3} A_{C3}}{r_{e3} r_{e4} + r_{e3} R_6 + r_{e4} R_6} \quad (2.148)$$

$$f_{Z3} = \frac{1}{2\pi \tau_{Z3}} = \frac{r_{e4}}{2\pi C_3 (r_{e3} r_{e4} + r_{e3} R_6 + r_{e4} R_6)} \quad (2.149)$$

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \tau_{P3}} = \frac{1}{2\pi(C_3 + C_{i3})R_{i3}} \quad (2.150)$$

e

$$f_{C3} = \frac{1}{2\pi \tau_{C3}} = \frac{f_{u3}}{A_{C3}} \quad (2.151)$$

Para o circuito ter estabilidade, no pior caso ($f_{Z3} > f_{P3}$), deve-se ter:

$$f_{Z3\max} \leq \frac{1}{2} f_{T3} \quad (2.152)$$

onde, f_{T3} é a frequência de ganho unitário de $G_{M3}(S)$.

A frequência de -3dB pode ser determinada de modo similar ao primeiro caso. Assim, se o módulo de $G_{M3}(S)$ é maior que 20 dB na frequência f_{Z3} , resulta:

$$f_{-3dB3} \cong \frac{1}{2\pi \tau_{Z3}} = f_{Z3} \quad (2.153)$$

Para boa resposta em frequência:

$$f_{Z3\min} \geq f_{-3dB3} \quad (2.154)$$

De modo similar, f_M e f_{-3dB3} são relacionadas pela expressão (2.134). O capacitor de compensação C_3 deve ser dimensionado de acordo com as expressões (2.152) a (2.154), e o resistor R_6 , com base na expressão (2.21), será:

$$R_6 \leq \frac{V_{C\max} - 0,7V}{(I_{C3} + I_{C4})_{\max}} \quad (2.155)$$

A determinação dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 dependem das frequências f_{T1} , f_{T2} e f_{T3} , e a determinação destas frequências dependem dos respectivos capacitores. Então, aproxima-se a frequência f_T com a respectiva frequência de ganho unitário do ampop,

$$f_T \cong f_u, \quad (2.156)$$

aproximação válida quando as frequências f_z e f_p , e os ganhos G_C e A_C , de cada caso, são próximos.

Como os valores dos capacitores de compensação dependem das condições impostas pelas frequências f_T e f_{-3dB} , dependendo dos valores das frequências f_z e f_p pode não haver uma faixa de valores para C_1 , C_2 ou C_3 que satisfaça as condições para boa margem de fase e boa resposta em frequência. Neste caso considera-se a frequência de $-3dB$, relaxando-se a margem de fase, se ocorrer $f_z < f_p$ ou se estas frequências forem muito próximas.

A análise de estabilidade em frequência para o circuito anti-logarítmico, formado por $AO_4 - TR_4$, é feita com base na fig. 2.38a. Na fig. 2.38b tem-se o circuito equivalente para pequenos sinais, e na fig. 2.38c, o circuito equivalente resultante para a análise; C_{i4} é a soma da capacitância da junção coletor base de TR_4 e da capacitância de entrada do ampop AO_4 .

Da fig. 2.38c, o ganho de malha aberta é:

$$G_{M4} = \frac{V_{o4}}{V_{d4}} \quad (2.157)$$

Considerando o ampop AO_4 com um ganho $A_4(S)$ dado por:

$$A_4(S) = \frac{A_{C4}}{1 + A_{C4}S/2\pi f_{u4}} \quad (2.158)$$

o ganho $G_{M4}(S)$ é:

$$G_{M4}(S) = - \frac{V_{o4}(S)}{V_{ED}(S)} \cdot A_4(S) \quad (2.159)$$

resultando,

$$G_{M4}(S) = - \frac{(1 + SC_4R_4)}{[1 + S(C_4 + C_{i4})R_4]} \cdot \frac{A_{C4}}{(1 + A_{C4}S/2\pi f_{u4})} \quad (2.160)$$

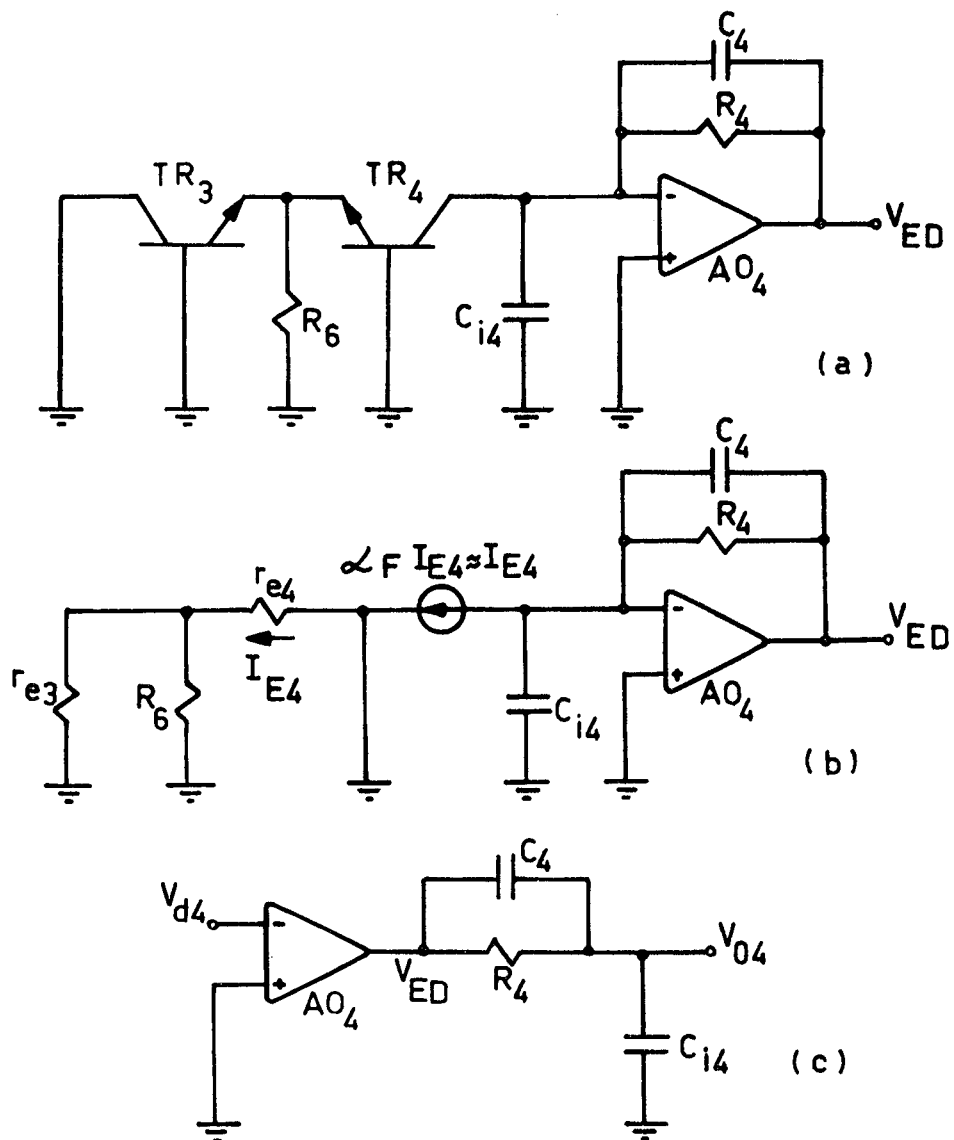


Figura 2.38. Circuito para a análise da estabilidade em frequência do circuito anti-logarítmico $AO_4 - TR_4$ (a), o circuito equivalente para pequenos sinais, em malha aberta (b), e o circuito equivalente resultante para a análise (c).

Como $C_4 \gg C_{i4}$, a expressão (2.160) fica igual a:

$$G_{M4}(S) = - \frac{A_{C4}}{(1 + A_{C4}S/2\pi f_{u4})} \quad (2.161)$$

que é a própria resposta do ampop AO_4 .

2.9. CIRCUITO DE ENTRADA

A maioria dos circuitos analógicos funcionam com sinais de entrada na faixa de amplitude de 1 mV a 10 V. Em muitas aplicações, os sinais estão fora desta faixa, sendo necessário a tenuá-los, ou amplificá-los, para condicionar estes a uma adequada faixa de operação, proporcionando, assim, um melhor desempenho aos circuitos.

Para o presente caso, um instrumento de medida, o circuito de entrada deve ainda prover boa isolação entre o circuito a ser analisado e o circuito do CVE, mantendo alta impedância em sua entrada.

A entrada do circuito pode ser acoplada para a análise de sinais ca + cc, ou somente ca, pela inclusão de um capacitor em série com o circuito de entrada (fig. 2.39), selecionado pela chave CH₃.

Na posição ca, o capacitor C₁₇ bloqueia as compôntes de mais baixa frequência. O valor de C₁₇ é dimensionado de acordo com o máximo erro desejado, e com a frequência mínima de entrada. Então, a função de transferência entre E_a e V_{EN} é:

$$\frac{E_a(S)}{V_{EN}(S)} = \frac{S \tau_1}{1 + S \tau_1} \quad (2.162)$$

onde: $\tau_1 = R_A C_{17}$, e R_A é a resistência de entrada do circuito atenuador.

Com um sinal de entrada senoidal,

$$V_{EN}(t) = V_P \text{ sen } \omega t \quad (2.163)$$

a saída E_a(t) é:

$$E_a(t) = V_P \frac{\omega \tau_1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_1^2}} \text{ sen } \omega t \quad (2.164)$$

e o erro fracional ocasionado no ganho, ϵ_{CA} , é:

$$\epsilon_{CA} = 1 - \frac{\omega \tau_1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_1^2}} \quad (2.165)$$

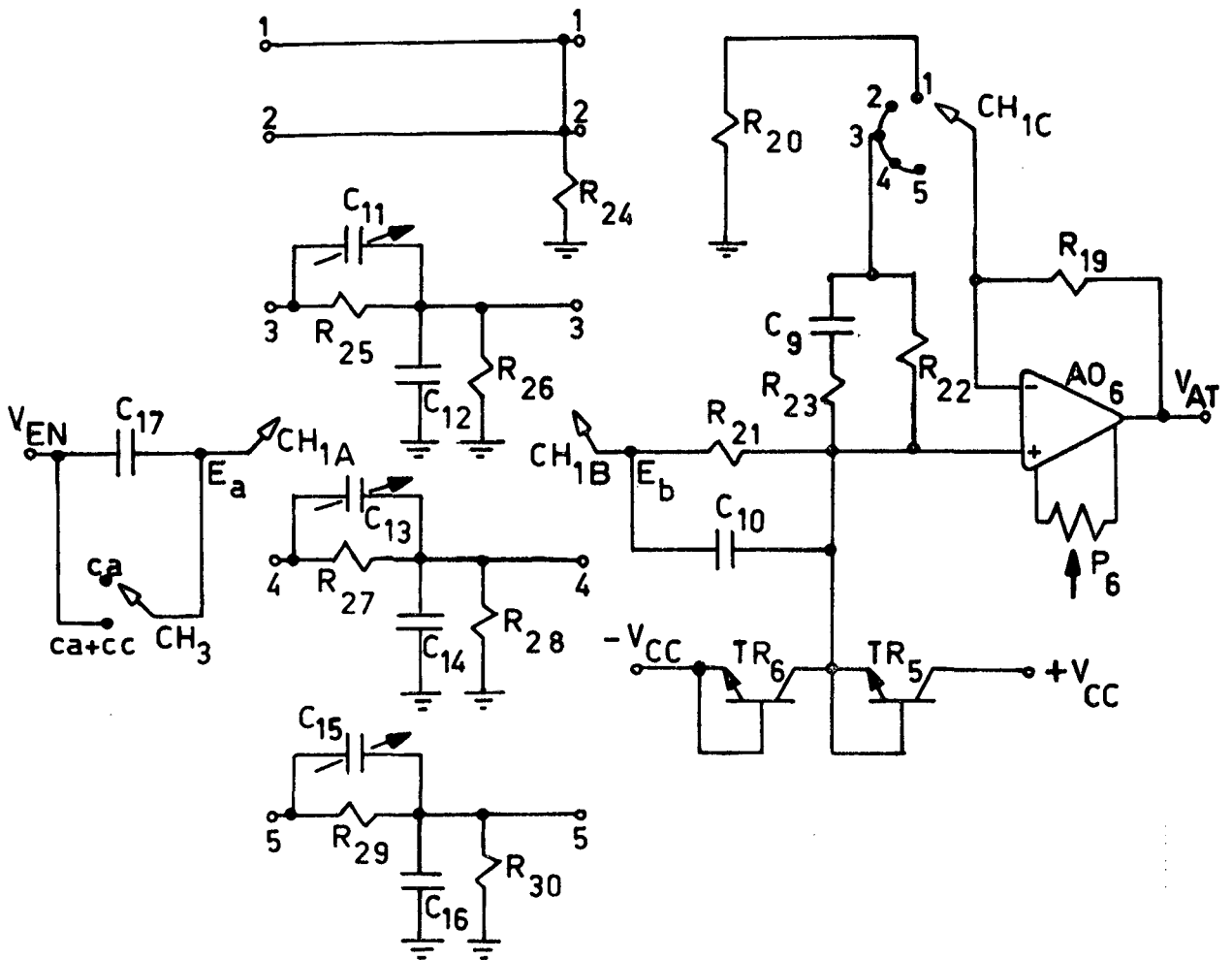


Figura 2.39. Circuito de entrada do medidor.

Para um erro muito pequeno, resulta:

$$\omega \tau_1 = \frac{1}{\sqrt{2 \epsilon_{CA}}} \quad (2.166)$$

e o valor do capacitor é:

$$C_{17} = \frac{1}{2 \sqrt{2} \pi f_{LS} R_A \sqrt{\epsilon_{CA}}} \quad (2.167)$$

onde f_{LS} é a frequência mínima de entrada, para um sinal senoidal |30|.

O atenuador de entrada é composto simplesmente por resistores selecionados pela chave CH_1 , de acordo com a atenuação desejada. Possui compensação capacitiva, para evitar que capacitâncias parasitas alterem seu funcionamento em frequências altas.

A função de transferência, de um dos atenuadores, é:

$$\frac{E_b(S)}{E_a(S)} = \frac{R_{26}}{R_{25} + R_{26}} \cdot \frac{1 + S \tau_2}{1 + S \tau_3} \quad (2.168)$$

onde $\tau_2 = R_{25} C_{11}$ e $\tau_3 = \left[R_{25} R_{26} / (R_{25} + R_{26}) \right] (C_{11} + C_{12})$. Ajustando-se C_{11} de modo que $\tau_2 = \tau_3$, ou seja, $R_{25} C_{11} = R_{26} C_{12}$, a resposta do atenuador ficará independente da frequência, igual a:

$$\frac{E_b}{E_a} = \frac{R_{25}}{R_{25} + R_{26}} \quad (2.169)$$

Para que as atenuações não sejam alteradas, o ampop AO_6 proporciona a devida isolação do CVE. Proporciona também amplificação para o sinal de entrada na faixa de amplitude mais baixa, posição 1 de CH_1 , e nas demais posições fica conectado com ganho unitário, não inversor.

Os componentes R_{21} , TR_5 e TR_6 protegem AO_6 , mantendo sua tensão de entrada no máximo aproximadamente igual a tensão de alimentação, positiva ou negativa, para o caso da tensão E_b ultrapassar qualquer polaridade da tensão de alimentação. O resistor R_{24} evita a saturação de AO_6 , quando não há sinal na entrada do medidor. Seu valor deve ser alto para manter a impedância de entrada nas posições 1 e 2 de CH_1 .

O ampop AO_6 deve ter bom desempenho para não introduzir erros no sinal de entrada. A corrente de polarização deve ser baixa, para não haver perdas na amplitude do sinal devido a queda de tensão em R_{21} . O desvio de tensão deve ser baixo, e a taxa de rampa máxima, T_{RM} , deve ser:

$$T_{RM} \geq 2 \pi V_{PM} f_M, \quad (2.170)$$

para evitar-se a perda de excursão do sinal de entrada dentro da faixa de frequência desejada. V_{PM} e f_M são a máxima tensão de pico e a máxima frequência de um sinal senoidal de entrada.

Para bom funcionamento, AO_6 deve ter uma compensação para cada ganho. Para o caso de ganho unitário, o circuito pode ser instável devido ao alto valor de R_{21} , inclusive se o ampop é compensado internamente. Utiliza-se compensação diretamente na entrada do ampop, (fig. 2.40) com os componentes R_{23} e C_9 . O resistor R_{22} é utilizado para evitar a descarga do capacitor C_9 , no momento de chaveamento. O capacitor C_{10} é incluído para compensar o efeito das capacitâncias parasitas do circuito, e C_{i6} é a capacitância de entrada de AO_6 .

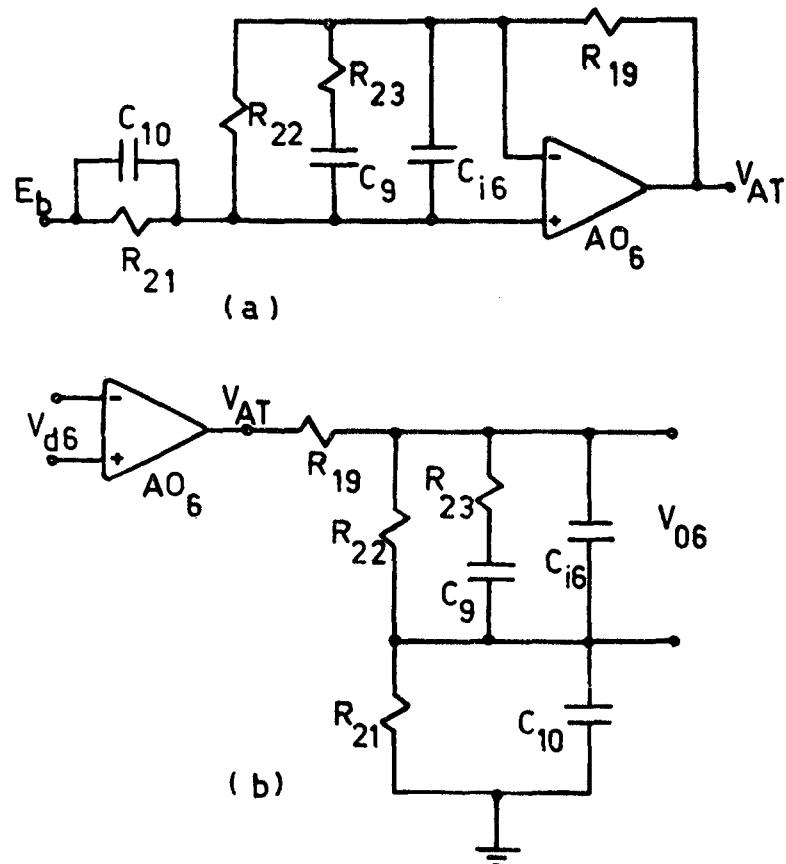


Figura 2.40. Circuito amplificador-isolador de entrada, com ganho unitário(a), e o circuito de malha aberta para a análise da estabilidade em frequência(b).

No circuito da fig. 2.40, o ganho de malha aberta é dado por:

$$G_{M6}(S) = \frac{V_{o6}(S)}{V_{d6}(S)} \quad (2.171)$$

Assumindo que o ganho do ampop A_{O6} é dado por:

$$A_6(S) = \frac{A_{C6}}{1 + S \tau_{C6}} \quad (2.172)$$

resulta para $G_{M6}(S)$ a expressão,

$$G_{M6}(S) = G_{C6} \frac{(1+S \tau_8)(1+S \tau_9)}{(1+S \tau_5)(1+S \tau_6)(1+S \tau_7)(1+S \tau_{C6})} \quad (2.173)$$

onde:

$$G_{C6} = \frac{R_{22} A_{C6}}{R_{19} + R_{21} + R_{22}}$$

$$\tau_8 = R_{23} C_9$$

$$\tau_9 = R_{21} C_{10}$$

$$\tau_{C6} = \frac{A_{C6}}{2\pi f_{u6}}$$

$$\tau_5 \tau_6 \tau_7 = \frac{R_{19} R_{21} R_{22} R_{23} C_9 C_{10} C_{i6}}{R_{19} + R_{21} + R_{22}}$$

$$\tau_5 \tau_6 + \tau_5 \tau_7 + \tau_6 \tau_7 = \frac{R_{19}(\tau_9 \tau_{11} + \tau_{10}) + R_{21} \tau_{10} + R_{22} \tau_8 \tau_9}{R_{19} + R_{21} + R_{22}}$$

$$\tau_5 + \tau_6 + \tau_7 = \frac{R_{19}(\tau_9 + \tau_{11}) + R_{21} \tau_{11} + R_{22} (\tau_8 + \tau_9)}{R_{19} + R_{21} + R_{22}}$$

$$\tau_{10} = R_{22} R_{23} C_9 C_{i6}$$

$$\tau_{11} = (R_{22} + R_{23}) C_9 + R_{22} C_{i6}$$

Utilizando a aproximação:

$$\tau_7 \gg \tau_6 \gg \tau_5$$

resulta:

$$\tau_5 = \frac{R_{19} R_{21} R_{22} R_{23} C_9 C_{10} C_{i6}}{R_{19}(\tau_9 \tau_{11} + \tau_{10}) + R_{21} \tau_{10} + R_{22} \tau_8 \tau_9}$$

$$\tau_6 = \frac{R_{19}(\tau_9 \tau_{11} + \tau_{10}) + R_{21} \tau_{10} + R_{22} \tau_8 \tau_9}{R_{19}(\tau_9 + \tau_{11}) + R_{21} \tau_{11} + R_{22} (\tau_8 + \tau_9)}$$

e

$$\tau_7 = \frac{R_{19}(\tau_9 + \tau_{11}) + R_{21} \tau_{11} + R_{22} (\tau_8 + \tau_9)}{R_{19} + R_{21} + R_{22}}$$

Para o caso de AO_6 ter um ganho maior que o unitário, a compensação de fase da entrada é desconectada pela chave CH_{1C} , e AO_6 utiliza sua compensação interna, ou externa se for o caso, de acordo com as especificações do fabricante.

2.10. INDICADOR DE SATURAÇÃO DE ESCALA

Quando o sinal de entrada possui alto fator de crista, o valor de pico é bem maior que o valor eficaz, podendo saturar o circuito de entrada, resultando uma medida do valor eficaz incorreta, apesar deste valor estar dentro de sua faixa de amplitude de operação. Assim o circuito de saturação de escala fornece uma indicação visual no mostrador digital, quando o sinal de entrada ultrapassar os níveis máximos de entrada do medidor.

O circuito indicador (fig. 2.41) é conectado na entrada do CVE. É composto por dois comparadores, que acionam um circuito monoestável, quando o valor da tensão de entrada do conversor, V_{AT} , ultrapassa os níveis máximos $+V_{PM}$ ou $-V_{PM}$ (fig. 2.42a).

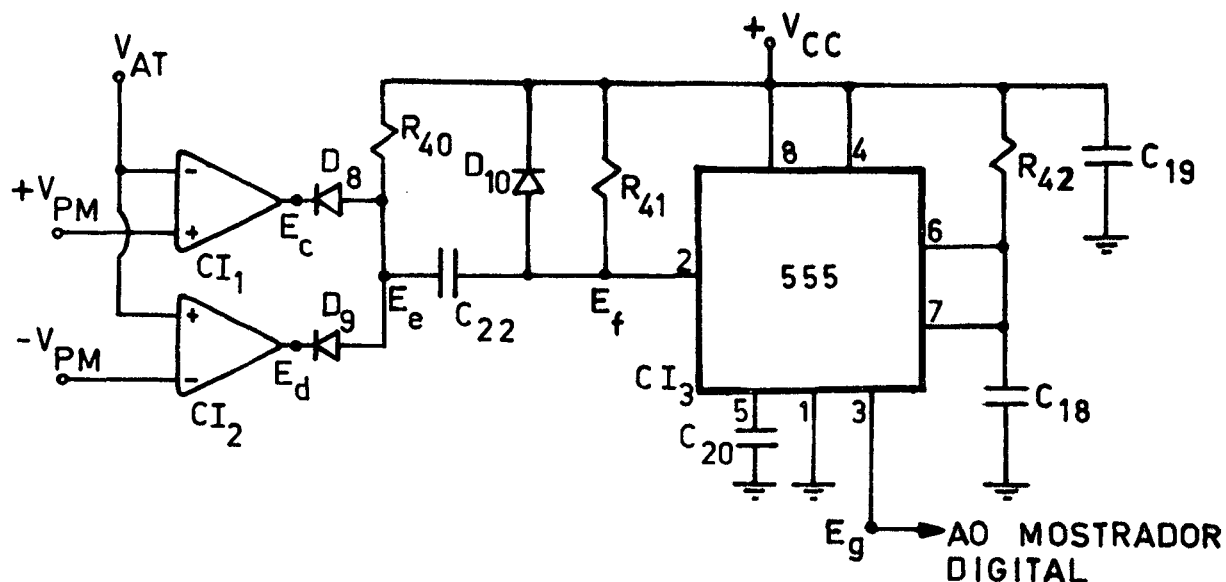


Figura 2.41. Indicador de saturação de escala

Os componentes D_8 , D_9 e R_{40} formam um circuito lógico OU, possibilitando o disparo do monoestável quando apenas um nível máximo é atingido (fig. 2.42b,c), e os componentes C_{22} e R_{41} diferenciam os pulsos de disparo (fig. 2.42d).

A resposta do diferenciador para um degrau negativo, de amplitude V_{CC} , é igual a:

$$E_f(t) = V_{CC} [1 - \exp(-t/\tau_d)] \quad (2.174)$$

onde $\tau_d = R_{41} C_{22}$.

O tempo, t_N , para a resposta alcançar um determinado valor $E_x < V_{CC}$, é dado por:

$$t_N = -\tau_d \ln (1 - E_x/V_{CC}) \quad (2.175)$$

Assim, pode-se calcular a largura mínima que deve ter o pulso, em uma determinada amplitude, para garantir o disparo do monoestável.

Deve-se considerar também, o tempo de atraso t_r na resposta dos comparadores, que é função do nível de sobreexcursão de entrada em relação a referência, e do sentido de excursão.

O circuito monoestável é realizado pelo circuito integrado 555|17|. O tempo, t_M , que fica acionado (fig. 2.42e) é dado por:

$$t_M = 1,1 R_{42} C_{18} \quad (2.176)$$

É acionado por um pulso negativo que deve alcançar uma amplitude menor que um terço de sua alimentação, V_{CC} . O pulso de disparo deve estar em $+V_{CC}$ antes de transcorrer o tempo t_M . O diodo D_{10} elimina os pulsos positivos, gerados pelo diferenciador (fig. 2.42d).

2.11. MOSTRADOR DIGITAL

É formado por um voltímetro cc digital com indicação em 3 1/2 dígitos, possibilitando a leitura do valor eficaz de tectado.

O voltímetro é composto pelo conversor analógico digital ICL 7107, que contém todos os componentes ativos necessários para a conversão A/D, em um mostrador de 3 1/2 dígitos. Pode operar com 200,0 mV ou 2000 mV de fundo de escala. Para tensões de entrada maiores que estes valores, o mostrador indica a sobreexcursão com o dígito 1, deixando os demais desativados. Possui ainda, uma entrada teste para verificação de todos os segmentos do mostrador com a indicação - 1888 (Apêndice 3) |14|.

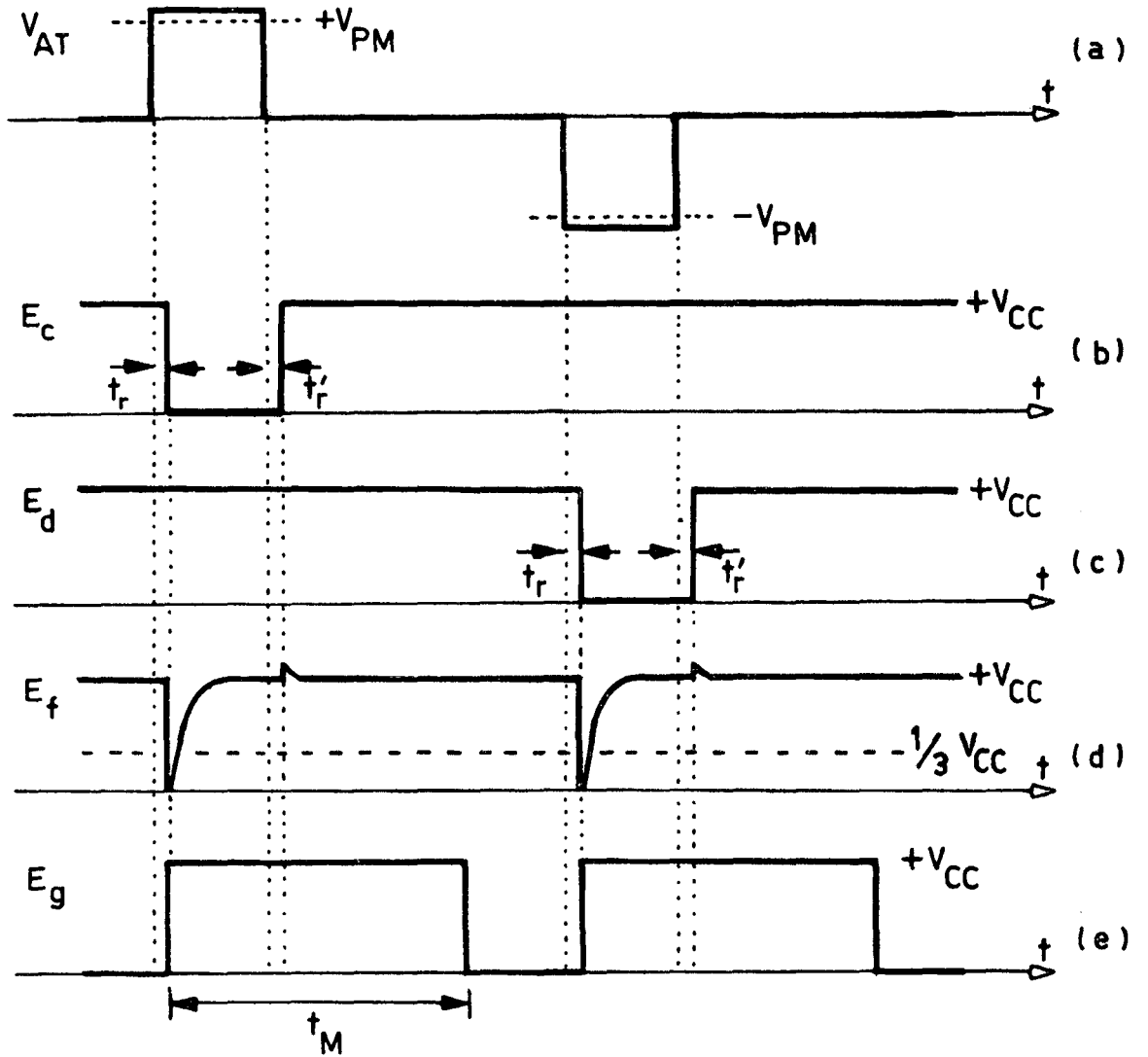


Figura 2.42. Formas de onda do circuito indicador de saturação de escala.

C A P Í T U L O 3

PROJETO

3.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão projetados todos os circuitos dos blocos integrantes do medidor de valor eficaz verdadeiro, de acordo com o que foi discutido no capítulo anterior.

Para o projeto, segue-se os itens abaixo, que relacionam as especificações do medidor:

- a - Amplitude de entrada: 20 mV a 2000 V.
- b - Resposta em frequência, entrada senoidal: 1 Hz a 100 kHz.
- c - Fator de crista igual a 5, a plena escala, e no máximo igual a 10.
- d - Determinação do fator de crista máximo: entrada com trem de pulsos de 10 V de pico, 100 Hz e valor médio nulo.
- e - Erro máximo: $\pm 1\%$ da leitura, ± 1 dígito.
- f - Impedância de entrada igual a $1\text{ M}\Omega$, em todas as escalas.
- g - Entrada acoplada para sinais ca, e ca + cc.
- h - Leitura em um mostrador digital de 3 1/2 dígitos.
- i - Indicação da saturação de escala para o valor de pico máximo, e para o valor eficaz máximo da entrada.
- j - Tempo de resposta lento (1-10 Hz), médio (10 - 100 Hz), e rápido (100 Hz - 100 kHz).

3.2. CONVERSOR DE VALOR EFICAZ (CVE)

O projeto baseia-se na determinação dos valores dos componentes do CVE, cujo circuito está na fig. 3.5.

3.2.1. Determinação dos níveis de operação do conversor

O medidor é um instrumento analógico, que utiliza amplificadores operacionais para a execução das funções desejadas. Assim, o valor máximo de pico V_{PM} do sinal de entrada no CVE fica limitado em:

$$V_{PM} = \pm 10 \text{ V} \quad (3.1)$$

Para atender a especificação do item c, o valor eficaz máximo de entrada no CVE, é:

$$V_{EFmax} = \frac{V_{PM}}{FC} = 2 \text{ V} \quad (3.2)$$

O circuito de entrada condiciona o sinal a ser medido dentro das seguintes décadas:

20 mV	-	200 mV
200 mV	-	2 V
2 V	-	20 V
20 V	-	200 V
200 V	-	2000 V

Para que um sinal de entrada, com máximo FC, possa ser condicionado dentro de uma só escala, o valor eficaz mínimo do CVE deve ser:

$$V_{EFmin} = 100 \text{ mV} \quad (3.3)$$

Assim, das expressões (3.2) e (3.3), a faixa de amplitude do valor eficaz é:

$$100 \text{ mV} \leq V_{EF} \leq 2 \text{ V} \quad (3.4)$$

3.2.2. Transistores TR₁ a TR₄

De acordo com o item 2.6, os transistores TR₁ a TR₄, que compõem a célula de transcondutância do circuito multiplicador-divisor, devem ter as seguintes características:

- Alto ganho.
- TR₁ - TR₂ e TR₃ - TR₄ devem ser casados.
- Devem operar na mesma temperatura.

Utilizou-se o componente 2N2920, por ser o que mais se aproxima das características acima. É composto por dois transistores construídos na mesma pastilha, possibilitando características iguais para o par. Para operação na mesma temperatura, coloca-se ambos os pares de transistores em contato direto, unidos por um dissipador. Os ganhos dos transistores, determinados em um traçador de curvas, são (para I_C aproximadamente 170 µA):

$$h_{FE1} = 510$$

$$h_{FE2} = 510$$

$$h_{FE3} = 430$$

$$h_{FE4} = 400$$

3.2.3. Níveis das correntes nos transistores

Para determinar-se os níveis das correntes nos transistores TR₁ a TR₄, para uma boa operação do CVE, necessita-se do valor da corrente máxima de coletor que ainda mantém a característica logarítmica com a tensão base emissor (Ver item 2.8.7.).

Determinou-se a relação entre I_C e V_{BE}, para um transistor do par 2N2920, conectado como diodo, por meio de um traçador de curvas. O gráfico é mostrado na fig. 3.1, e os dados na tabela 1.

TABELA 1 - Dados obtidos de um transistor do par 2N2920, conectado como diodo.

V_{BE} (mV)	I_C (uA)
500	0,5
520	1,0
540	2,1
560	4,6
580	10,0
600	22,5
620	51,0
640	105
660	217
680	390
700	595
720	840
740	1122
760	1480

Com os dados obtidos, e de acordo com a curva I_C x V_{BE} , a corrente I_{Cmax} é aproximadamente:

$$I_{Cmax} \cong 200 \mu A \quad (3.5)$$

Então, para corrente de coletor máxima de 200 μA , a relação entre V_{BE} e I_C , determinada com a ajuda do programa de regressão linear da HP-25, é:

$$V_{BE} = 25,9 \ln I_C + 519,5 \quad (3.6)$$

onde V_{BE} é dada em [mV] e I_C é dada [μA].

Pode-se determinar pela equação (3.6), o valor aproximado para a corrente de fuga do transistor, I_S , dada por:

$$-V_T \ln I_S = 519,5 \quad (3.7)$$

$$I_S \cong 1,94 \times 10^{-9} \mu A$$

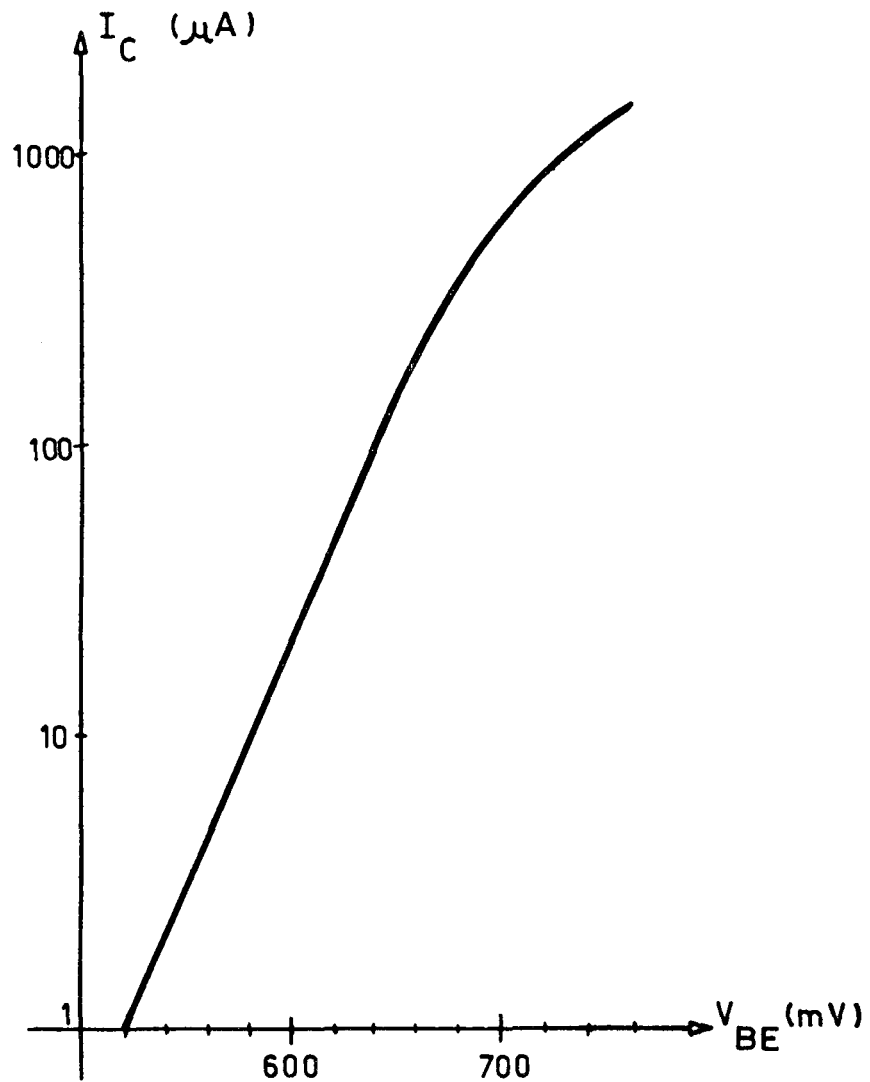


Figura 3.1. Característica $I_C \times V_{BE}$ para um transistor do par 2N2920.

De acordo com as equações (2.106) a (2.113) e a expressão (3.5), os valores das correntes I_{C2} e I_{C4} devem ser:

$$I_{C2}, I_{C4} < 200 \mu A,$$

e as correntes I_{C1} e I_{C3} , considerando a especificação do item c, são:

$$I_{C1} = I_{C3} < 141 \mu A$$

Obtêm-se, segundo o item 2.8.7, os seguintes valores comerciais para os resistores:

$$R_1 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega (1\%)$$

$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega (1\%)$$

$$R_4 = 500 \text{ k}\Omega (1\%)$$

3.2.4. Conexões e proteção para os transistores

Conforme visto no item 2.4.2, os transistores dos circuitos logarítmicos e do anti-logarítmico, podem ser conectados como diodo, ou transdiodo.

Para o transistor TR_1 ser conectado como transdiodo, o circuito necessita de forte compensação, devido ao ganho introduzido por TR_1 no laço de realimentação de AO_1 e a interconexão com o circuito logarítmico formado por AO_2/TR_2 . Assim, sua conexão como diodo é mais adequada. O erro introduzido pela corrente de base é muito pequeno, pois o transistor possui um ganho relativamente alto.

Os transistores TR_2 e TR_3 são conectados como transdiodos, para possibilitarem a obtenção da célula de transcondutância. Possuem a devida compensação da fase proporcionada pelos componentes R_5-C_2 e R_6-C_3 , respectivamente.

O transistor TR_4 é conectado como transdiodo, pois não causa problemas de instabilidades, por não estar no laço de realimentação do ampop AO_4 .

Para evitar que os transistores sejam polarizados reversamente, utiliza-se um diodo de proteção para cada transistor, conectado entre emissor e coletor. Os diodos utilizados são:

$$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = 1N914,$$

os quais possuem correntes de fuga baixa, em relação aos níveis das correntes utilizadas, não causando erros significativos no CVE.

3.2.5. Escolha dos amplificadores operacionais

O ampop no circuito logarítmico é a fonte primária de erro. Para bom desempenho do CVE, os ampops AO₁ a AO₄ devem ter:

- correntes de polarização bem menores que os níveis das correntes utilizadas no conversor.
- baixo desvio de tensão.
- alta frequência de ganho unitário, f_u .
- a taxa de rampa máxima, considerando a expressão (2.88), deve ser:

$$T'_{RM} \geq \frac{V_{PM}}{6t_a \epsilon_{TP}} \quad (3.8)$$

Para um erro de 1%, e atendendo a especificação do item d, T'_{RM} é:

$$T'_{RM} \geq 1,66 \text{ V}/\mu\text{s}$$

onde: $t_a = 100 \mu\text{s}$, $V_{PM} = 10 \text{ V}$, e $\epsilon_{TP} = 0,01$. A taxa de rampa máxima, para entrada senoidal, deve ainda atender:

$$T''_{RM} \geq 2\pi V_{PM} f_M \quad (3.9)$$

resultando:

$$T''_{RM} \geq 6,28 \text{ V}/\mu\text{s}$$

onde, $f_M = 100 \text{ kHz}$, de acordo com a especificação b.

Em geral, é difícil um ampop possuir baixo desvio de tensão e grande largura de banda, assim dá-se preferência ao último fator, e anula-se o desvio de tensão.

Utilizou-se os ampops:

$$AO_1 = AO_2 = AO_3 = AO_4 = 318,$$

os quais possuem os valores (típicos) |17|:

$$\begin{aligned} I_b &= 150 \text{ nA} \\ V_{os} &= 4 \text{ mV} \\ f_u &= 15 \text{ MHz} \\ T_{RM} &= 70 \text{ V}/\mu\text{s} \end{aligned}$$

3.2.6. Componentes para compensação dos circuitos logarítmicos

A compensação da fase para o circuito logarítmico $AO_2 - TR_2$ é proporcionada pelos componentes R_5 e C_2 . O resistor R_5 é dimensionado de acordo com a expressão (2.137):

$$R_5 \leq \frac{V_{Bmax} - 0,7 \text{ V}}{(I_{C1} + I_{C2})_{max}} = \frac{10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{100 \mu\text{A} + 200 \mu\text{A}}, \quad (3.10)$$

resultando o valor comercial,

$$R_5 = 27 \text{ k}\Omega$$

A resistência dinâmica de emissor do transistor logarítmico TR_2 , de acordo com a expressão (2.64), é dada por:

$$r_{e2} = \frac{R_2 \cdot V_T}{V_{ED}}, \quad (3.11)$$

onde $0,1 \text{ V} \leq V_{ED} \leq 2 \text{ V}$. Assim, r_{e2} varia entre os valores:

$$250\Omega \leq r_{e2} \leq 5 \text{ k}\Omega$$

A resistência r_{e1} , de TR_1 , conforme equação (2.66), é:

$$r_{e1} = 1,11 \frac{R_1 \cdot V_T}{V_{ED}} \quad (3.12)$$

resultando,

$$1,4 \text{ k}\Omega < r_{e1} < 27,8 \text{ k}\Omega$$

Para determinar-se o valor do capacitor C_2 , necessita-se dos valores da frequência de -3dB mínima, e da frequência de ganho unitário da função $G_{M2}(S)$, f_{T2} .

A frequência de -3dB, para um erro menor que 1%, de acordo com a equação (2.134), deve ser:

$$f_{-3dB} \geq \frac{f_M}{\sqrt{\left(\frac{G_o}{G}\right)^2 - 1}}, \quad (3.13)$$

resultando,

$$f_{-3dB} \geq 702 \text{ kHz}$$

onde, $f_M = 100 \text{ kHz}$ e $G/G_o = 0,99$.

Para a frequência f_{T2} , utilizando-se a aproximação $f_{T2} \cong f_{u2}$, resulta,

$$f_{T2} \cong 15 \text{ MHz}$$

O capacitor C_2 é dimensionado pelas expressões (2.140) e (2.145), para boa resposta em frequência, ou seja,

$$f_{Z2min} \geq f_{-3dB}$$

$$C_2 \leq \frac{r_{elmax}}{2\pi \cdot f_{Z2min} (r_{elmax} r_{e2max} + r_{elmax} R_5 + r_{e2max} R_5)} \quad (3.14)$$

e pelas expressões (2.140) e (2.143), para obter-se boa margem de fase,

$$f_{Z2max} \leq \frac{1}{2} \cdot f_{u2} \cong \frac{1}{2} f_{T2}$$

$$C_2 \geq \frac{r_{elmin}}{2\pi \cdot f_{Z2max} (r_{elmin} r_{e2min} + r_{elmin} R_5 + r_{e2min} R_5)} \quad (3.15)$$

resultando:

$$0,6 \text{ pF} \leq C_2 \leq 6,17 \text{ pF}$$

Utilizou-se o valor comercial $C_2 = 3,3 \text{ pF}$.

De acordo com as equações (2.138) a (2.142), os parâmetros da função ganho de malha aberta $G_{M2}(S)$ devem ser:

$$100,72 \text{ dB} \leq G_{C2} \leq 102 \text{ dB}$$

$$1,31 \text{ MHz} \leq f_{Z2} \leq 1,5 \text{ MHz}$$

$$f_{P2} = 2,09 \text{ MHz}$$

$$12,95 \text{ MHz} \leq f_{T2} \leq 13,25 \text{ MHz}$$

$$f_{C2} = 75 \text{ Hz (valor típico de AO}_2)$$

$$f_{u2} = 15 \text{ MHz}$$

$$C_{i2} \cong 0,5 \text{ pF (valor prático)}$$

Na fig. 3.2, tem-se o ganho $G_{M2}(S)$ e o ganho de malha aberta de AO_2 , em função da frequência, para os casos do máximo e mínimo sinal de entrada.

A compensação da fase para o circuito $AO_1 - TR_1$ é proporcionada pelo capacitor C_1 . Este, é dimensionado pelas expressões (2.119) e (2.133), para boa resposta em frequência, ou seja,

$$f_{Z1min} \geq f_{-3dB} = 702 \text{ kHz}$$

$$C_1 \leq \frac{R_5}{2\pi \cdot f_{Z1min} (r_{e1max} r_{e2max} + r_{e1max} R_5 + r_{e2max} R_5)} \quad (3.16)$$

resultando: $C_1 \leq 6 \text{ pF}$

e pelas expressões (2.119) e (2.122), para obter-se boa margem de fase:

$$f_{Z1max} \leq \frac{1}{2} f_{T1} \cong \frac{1}{2} f_{u1} = 7,5 \text{ MHz}$$

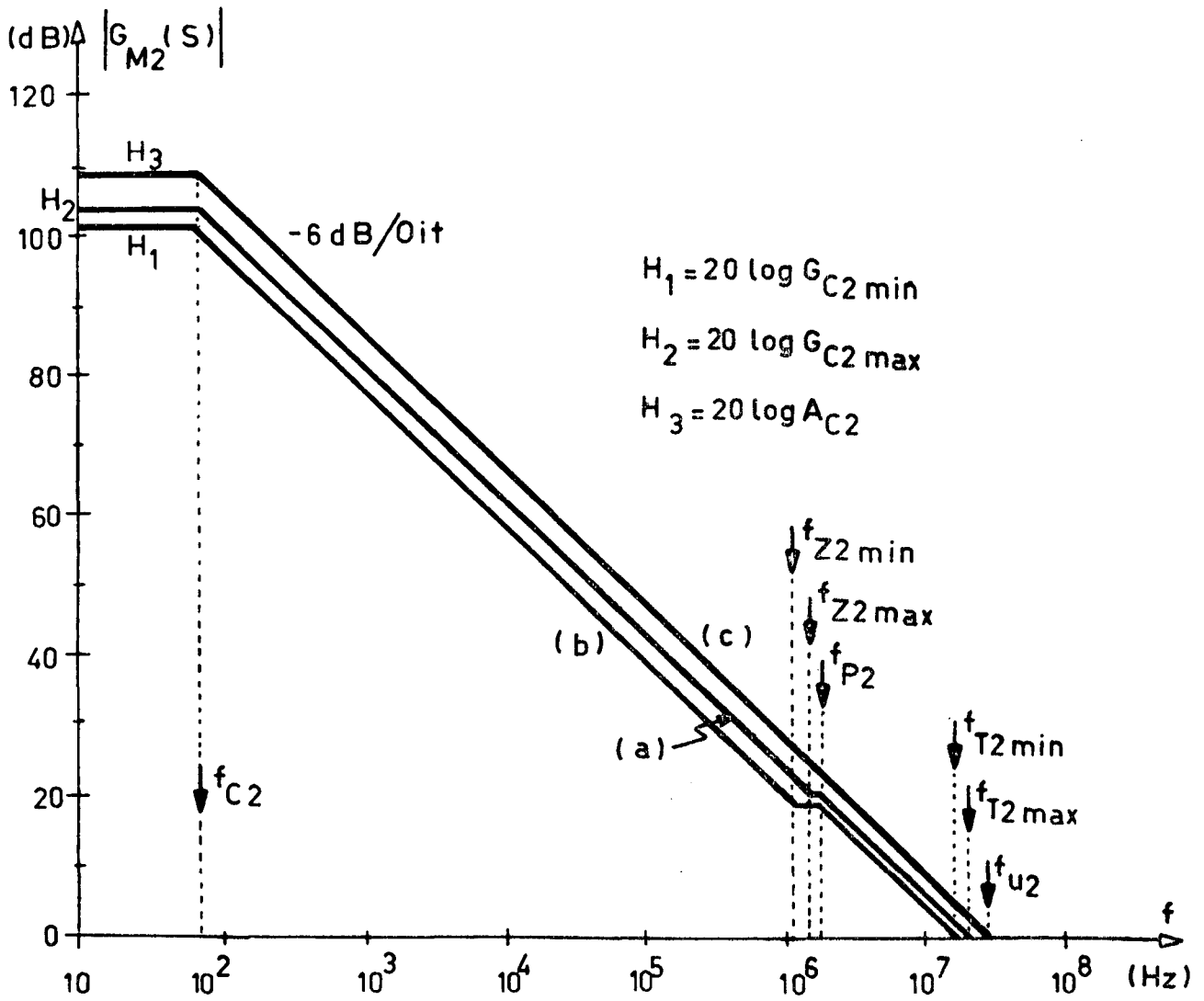


Figura 3.2. Resposta em frequência do ganho de malha aberta $G_{M2}(s)$ do circuito logarítmico $AO_2 - TR_2$, para o caso de máximo (a), e de mínimo sinal de entrada (b); resposta em frequência típica de AO_2 (c).

$$C_1 \geq \frac{R_5}{2\pi \cdot f_{Z1 \text{ max}} (r_{e1 \text{ min}} r_{e2 \text{ min}} + r_{e1 \text{ min}} R_5 + r_{e2 \text{ min}} R_5)} \quad (3.17)$$

resultando: $C_1 \geq 12,7 \text{ pF}$

Neste caso não há uma faixa de valores para C_1 , que satisfaça as duas condições. Assim considera-se a condição da frequência de -3dB, $C_1 \leq 6$ pF, verificando-se na resposta em frequência da função de ganho $G_{M1}(S)$, traçada na fig. 3.3, que não há instabilidades, devido a proximidade das frequências f_{Z1} e f_{P1} . Utilizou-se:

$$C_1 = 3,3 \text{ pF}$$

De acordo com as equações (2.117) a (2.121), os parâmetros da função de ganho de malha aberta $G_{M1}(S)$, devem ser:

$$98,7 \text{ dB} \leq G_{C1} \leq 105 \text{ dB}$$

$$1,27 \text{ MHz} \leq f_{Z1} \leq 29 \text{ MHz}$$

$$2,56 \text{ MHz} \leq f_{P1} \leq 26,6 \text{ MHz}$$

$$f_{C1} = 75 \text{ Hz (valor típico de AO}_1)$$

$$f_{u1} = 15 \text{ MHz}$$

$$12,97 \text{ MHz} \leq f_{T1} \leq 13,9 \text{ MHz}$$

$$R_{i1} = R_1 // R_7 = 33,3 \text{ k}\Omega$$

$$C_{i1} \cong 0,5 \text{ pF (valor prático).}$$

Na figura 3.3 tem-se o módulo de $G_{M1}(S)$ em função da frequência, para os casos máximos e mínimos dos parâmetros.

A compensação da fase no circuito $AO_3 - TR_3$ é feita por meio dos componentes R_6 e C_3 . O resistor R_6 , de acordo com a equação (2.155), é dado por:

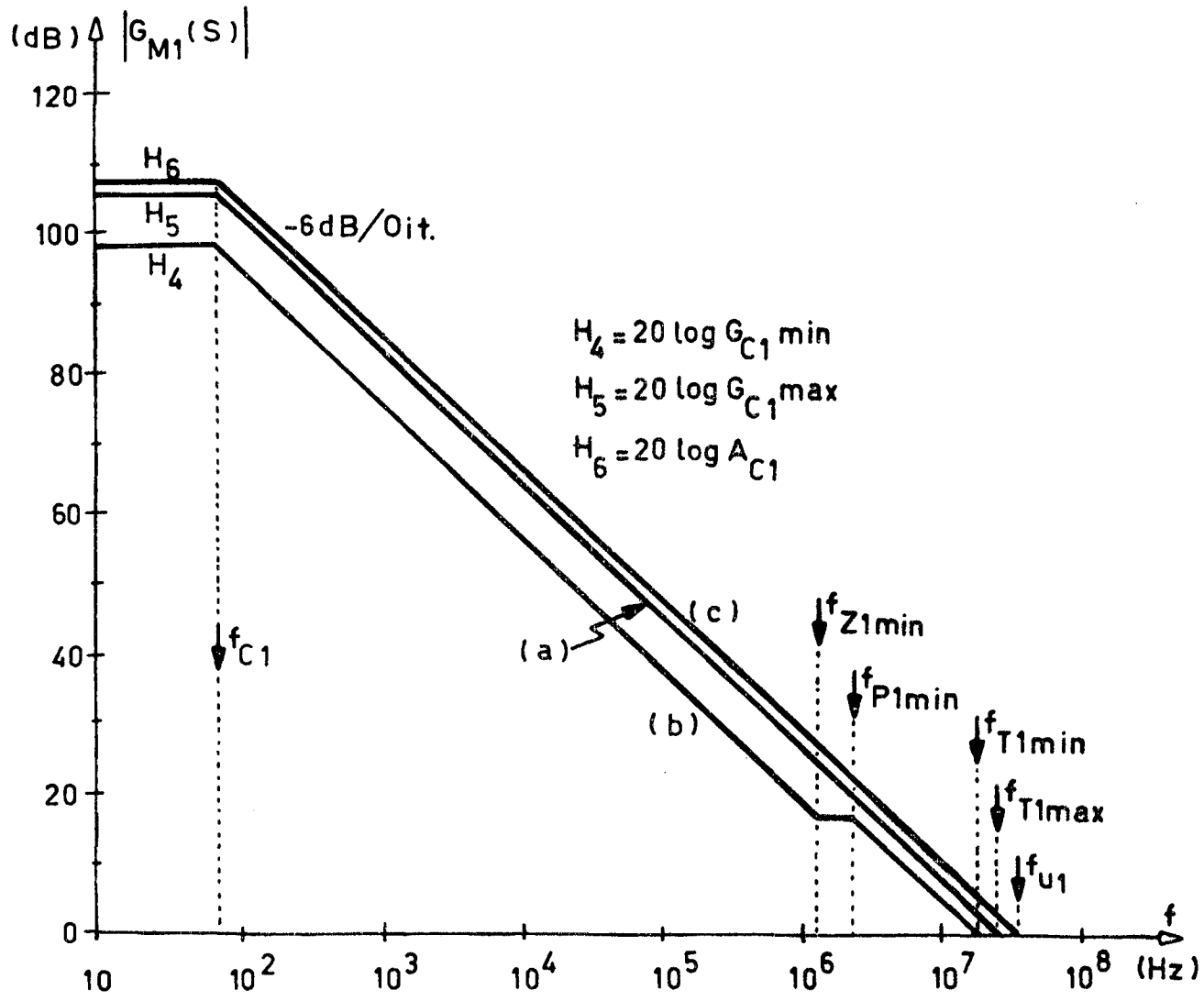


Figura 3.3. Resposta em frequência do ganho de malha aberta $G_{M1}(S)$ do circuito logarítmico $AO_1 - TR_1$, para o caso de máximo (a), e de mínimo sinal de entrada (b); resposta em frequência típica de AO_1 (c).

$$R_6 \leq \frac{V_{Cmax} - 0,7 V}{(I_{C3} + I_{C4})_{max}} = \frac{(10 - 0,7)V}{(100 + 200)\mu A} \quad , \quad (3.18)$$

resultando o valor comercial,

$$R_6 = 27 \text{ k}\Omega$$

A resistência dinâmica de emissor do transistor TR_3 , de acordo com a expressão (2.66), é:

$$r_{e3} = 1,11 R_3 \frac{V_T}{V_{ED}}, \quad (3.19)$$

resultando,

$$1,4 \text{ k}\Omega \leq r_{e3} \leq 27,8 \text{ k}\Omega$$

A resistência r_{e4} do transistor TR_4 é calculada pela expressão (2.64), onde supõe-se a corrente I_{C4} contínua, que na realidade possui uma forma mais complexa. Então:

$$r_{e4} \cong R_4 \frac{V_T}{V_{ED}} \quad (3.20)$$

resultando,

$$6,25 \text{ k}\Omega \leq r_{e4} \leq 125 \text{ k}\Omega$$

O capacitor C_3 é dimensionado, de acordo com as expressões (2.149) e (2.154), para boa resposta em frequência, ou seja,

$$f_{Z3\min} \geq f_{-3\text{dB}} = 702 \text{ kHz}$$

$$C_3 \leq \frac{r_{e4\max}}{2\pi \cdot f_{Z3\min} (r_{e3\max} r_{e4\max} + r_{e3\max} R_6 + r_{e4\max} R_6)} \quad (3.21)$$

e pelas expressões (2.149) e (2.152), para obter-se boa margem de fase,

$$f_{Z3\max} \leq \frac{1}{2} f_{T3} \cong \frac{1}{2} f_{u3} = 7,5 \text{ MHz}$$

$$C_3 \geq \frac{r_{e4\min}}{2\pi \cdot f_{Z3\max} (r_{e3\min} r_{e4\min} + r_{e3\min} R_6 + r_{e4\min} R_6)} \quad (3.22)$$

resultando,

$$0,64 \text{ pF} \leq C_3 \leq 3,73 \text{ pF}$$

Utilizou-se o valor comercial:

$$C_3 = 3,3 \text{ pF}$$

Na figura 3.4 tem-se o módulo da função de ganho de malha aberta $G_{M3}(S)$, em relação a frequência, para os casos máximos e mínimos, cujos parâmetros devem ser:

$$100,8 \text{ dB} \leq G_{C3} \leq 105,7 \text{ dB}$$

$$793 \text{ kHz} \leq f_{Z3} \leq 1,4 \text{ MHz}$$

$$f_{p3} = 1,25 \text{ MHz}$$

$$12,91 \text{ MHz} \leq f_{T3} \leq 12,96 \text{ MHz}$$

$$f_{u3} = 15 \text{ MHz}$$

$$f_{C3} = 75 \text{ Hz (valor típico de } AO_3)$$

$$R_{i3} = R_3 // R_8 = 33,3 \text{ k}\Omega$$

$$C_{i3} = 0,5 \text{ pF (valor prático).}$$

3.2.7. Determinação do tempo de resposta do medidor

O tempo de resposta depende da constante de tempo do circuito integrador, a qual é determinada pelo sinal de mais baixa frequência de entrada do medidor.

Para determinar-se a constante de tempo, utiliza-se como sinal de entrada um trem de pulsos com alto fator de crista, considerando o pior caso que é o erro ϵ_{LP} causado no nível cc de saída. Assim, de acordo com a expressão (2.77), o capacitor C_4 é dado por:

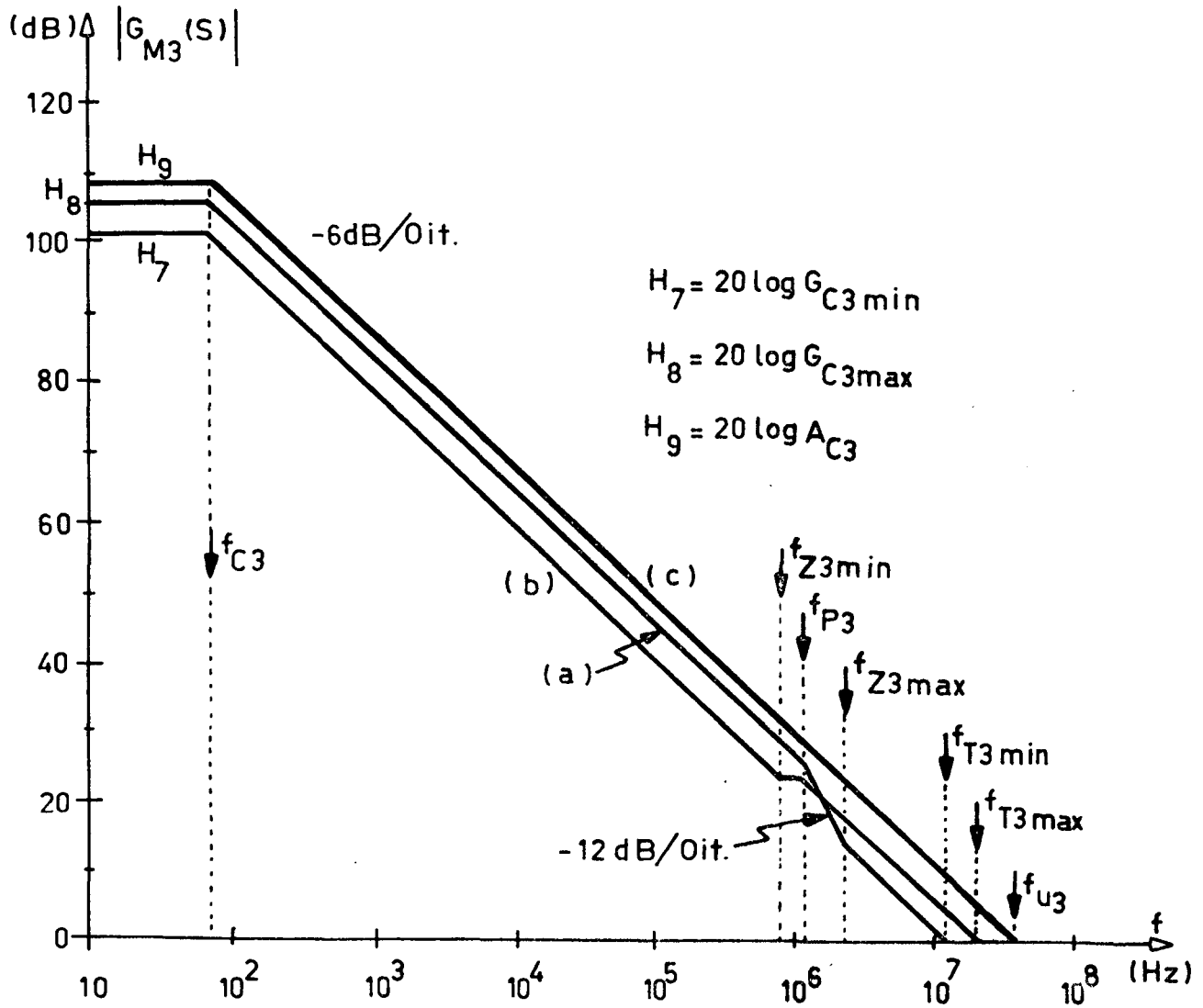


Figura 3.4. Resposta em frequência do ganho de malha aberta $G_{M3}(S)$ do circuito logarítmico $AO_3 - TR_3$, para o caso de máximo (a), e de mínimo sinal de entrada (b); resposta em frequência típica de AO_3 (c).

$$C_4 = \frac{2}{R_4 f_{LP} \sqrt{96 \epsilon_{LP}}} \quad (3.23)$$

onde, $\tau_E = R_4 C_4/2$ é a constante de tempo do circuito integrador no CVE.

Para uma frequência $f_{LP} = 1$ Hz, e para um erro máximo de 1%, $\epsilon_{LP} = 0,01$, o valor comercial de C_4 será:

$$C_4 = 4,7 \mu\text{F}$$

Os tempos máximos de acomodações, crescente e decrescente, são:

$$t_{S+} = 5 \tau_E$$

$$t_{S-} = 10 \tau_E$$

resultando, para o medidor:

$$t_{S+} < 5,87 \text{ s}$$

$$t_{S-} < 11,8 \text{ s}$$

Para sinais de entrada com frequências mais elevadas, muda-se a constante de tempo τ_E para um valor menor, por intermédio da chave CH_2 , possibilitando respostas mais rápidas ao medidor.

Então, para frequências acima de 10 Hz, tem-se:

$$C_5 = 470 \text{ kpF},$$

resultando os tempos:

$$t_{S+} < 0,587 \text{ s}$$

$$t_{S-} < 1,18 \text{ s}$$

Para frequências maiores que 100 Hz:

$$C_6 = 47 \text{ kpF},$$

com os tempos,

$$t_{S+} < 58,7 \text{ ms}$$

$$t_{S-} < 118 \text{ ms}$$

Utiliza-se o capacitor C_6 conectado fora da chave CH_2 , para evitar problemas no chaveamento.

3.2.8. Componentes para o ajuste do CVE

Para bom desempenho do conversor, é necessário ajustar sua resposta, para compensar os erros e as imprecisões dos componentes.

O ganho é ajustado com a variação de R_2 , e o deslocamento da resposta com o desvio de tensão, V_{os4} , do ampop AO_4 . Assim R_2 é formada pelo potenciômetro P_8 , em série com a resistência R_2' , cujos valores são:

$$P_8 = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_2' = 10 \text{ k}\Omega \text{ (1\%)}$$

Como a variação interna do desvio de tensão de um ampop é limitada em aproximadamente $\pm 15 \text{ mV}$, utiliza-se um ajuste externo, pelo potenciômetro P_4 conectado à entrada não inversora de AO_4 (fig. 3.5), para maior excursão de V_{os4} .

Com:

$$R_9 = 1 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{10} = 100 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{11} = R_{12} = 5,6 \text{ k}\Omega,$$

$$P_4 = 10 \text{ k}\Omega,$$

a tensão V_{os4} varia entre:

$$-70 \text{ mV} \leq V_{os4} \leq +70 \text{ mV}$$

3.2.9. Componentes para o circuito de valor absoluto

O ganho do retificador de meia onda, de acordo com a equação (2.5), é dado por:

$$G_R = -R_{14}/R_{13} \quad (3.24)$$

onde o ganho G_R deve ser unitário, para possibilitar a retificação de sinais com amplitudes de $\pm 10 \text{ V}$ de pico. Então:

$$R_{13} = R_{14} = 5,11 \text{ k}\Omega \text{ (1\%)}$$

Para que o circuito retificador possua bom desempenho |25|, o ampop AO₅ deve ter frequência de ganho unitário dada por:

$$f_u > 100 |G_R| f_M \quad (3.25)$$

$$f_u > 10 \text{ MHz},$$

e uma taxa de rampa máxima maior que:

$$T'_{RM} > 2\pi f_M V_{PM} \quad (3.26)$$

$$T'_{RM} > 6,28 \text{ V}/\mu\text{s},$$

para garantir a excursão de um sinal de entrada senoidal até a máxima frequência de 100 kHz, e ainda, maior que:

$$T''_{RM} > 100 f_M (2 V_f) \quad (3.27)$$

$$T''_{RM} > 14 \text{ V}/\mu\text{s},$$

para garantir que o tempo de transição do retificador não limite sua resposta antes da frequência f_M .

Na expressão (3.27), considerou-se que, para bom desempenho, a frequência máxima de entrada, f_M , deve ser 100 vezes menor que a frequência de transição, ou seja:

$$f_M < \frac{T_{RM}}{100(2 V_f)} \quad (3.28)$$

onde, $T_{RM}/2 V_f$ é a frequência de transição para sinais com grandes amplitudes, e $2 V_f \cong 1,4 \text{ V}$ é a soma das quedas de tensões diretas dos diodos D_6 e D_7 .

Utilizou-se o amplificador operacional:

$$AO_5 = 318$$

que possui as características desejadas, e pode ser compensado por alimentação direta (feedforward) |4|, aumentando seu desempenho dinâmico. Assim o valor de T_{RM} , dado pelo fabricante, para esta

compensação é:

$$T_{RM} = 120 \text{ V}/\mu\text{s}$$

A conexão de AO_5 , com a compensação citada, pode ser vista na fig. (3.5), cujos componentes, baseando-se nos valores recomendados pelo fabricante [17], são:

$$R_{15} = 3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{16} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{17} = R_{18} = 27 \text{ k}\Omega$$

$$P_5 = 2 \text{ k}\Omega$$

$$C_8 = 100 \text{ kpF}$$

Os diodos D_6 e D_7 , para um bom desempenho do circuito retificador de meia onda, devem ter baixa capacitância de junção, e um limitado tempo de recuperação reverso, t_{rr} , dado por [25]:

$$t_{rr} < \frac{1}{100 f_M} \quad (3.29)$$

$$t_{rr} < 100 \text{ ns}$$

Utilizou-se os diodos $D_6 = D_7 = 1N914$, que possui:

$$t_{rr} = 4 \text{ ns}$$

e

$$C_j = 4 \text{ pF}$$

O ganho do retificador é ajustado pelo potenciômetro P_7 , cujo valor é:

$$P_7 = 500 \Omega$$

Para compensar os efeitos das capacitâncias parasitas em alta frequência, utiliza-se o capacitor C_7 , cujo valor prático, segundo referência [15], está em torno de 10 pF. Determinou-se, experimentalmente:

$$C_7 = 10 \text{ pF}$$

Os resistores do circuito somador, R_7 e R_8 , de acordo com as equações (2.36) e (2.37), são:

$$R_7 = R_8 = \frac{R_1}{2} = 50 \text{ k}\Omega \text{ (1\%)}$$

3.3. CIRCUITO DE ENTRADA

De acordo com a equação (2.167), o capacitor C_{17} , que possibilita acoplamento ca de entrada para o medidor, é dado por:

$$C_{17} = \frac{1}{2 \sqrt{2} \pi f_{LS} R_A \sqrt{\epsilon_{CA}}} \quad (3.30)$$

Para um erro máximo de 1%, $\epsilon_{CA} = 0,01$, o valor comercial de C_{17} é:

$$C_{17} = 1000 \text{ kpF}$$

onde, $f_{LS} = 1 \text{ Hz}$, e $R_A = 1 \text{ M}\Omega$.

A tensão de isolamento deve ser maior do que a máxima tensão de entrada no instrumento, que é 2000 V.

Para o condicionamento do sinal de entrada nas faixas de amplitudes citadas no item 3.2.1, e de acordo com a especificação do item f, os componentes do atenuador devem ser, para a situação da chave CH_1 :

- na posição 3, tem-se:

$$\frac{R_{25} + R_{26}}{R_{26}} = 10 \quad (3.31)$$

e

$$R_{25} + R_{26} = 1 \text{ M}\Omega \quad (3.32)$$

assim, resulta:

$$R_{25} = 900 \text{ k}\Omega \text{ (1\% - 4 W)}$$

$$R_{26} = 100 \text{ k}\Omega \text{ (1\% - 1/2 W)}$$

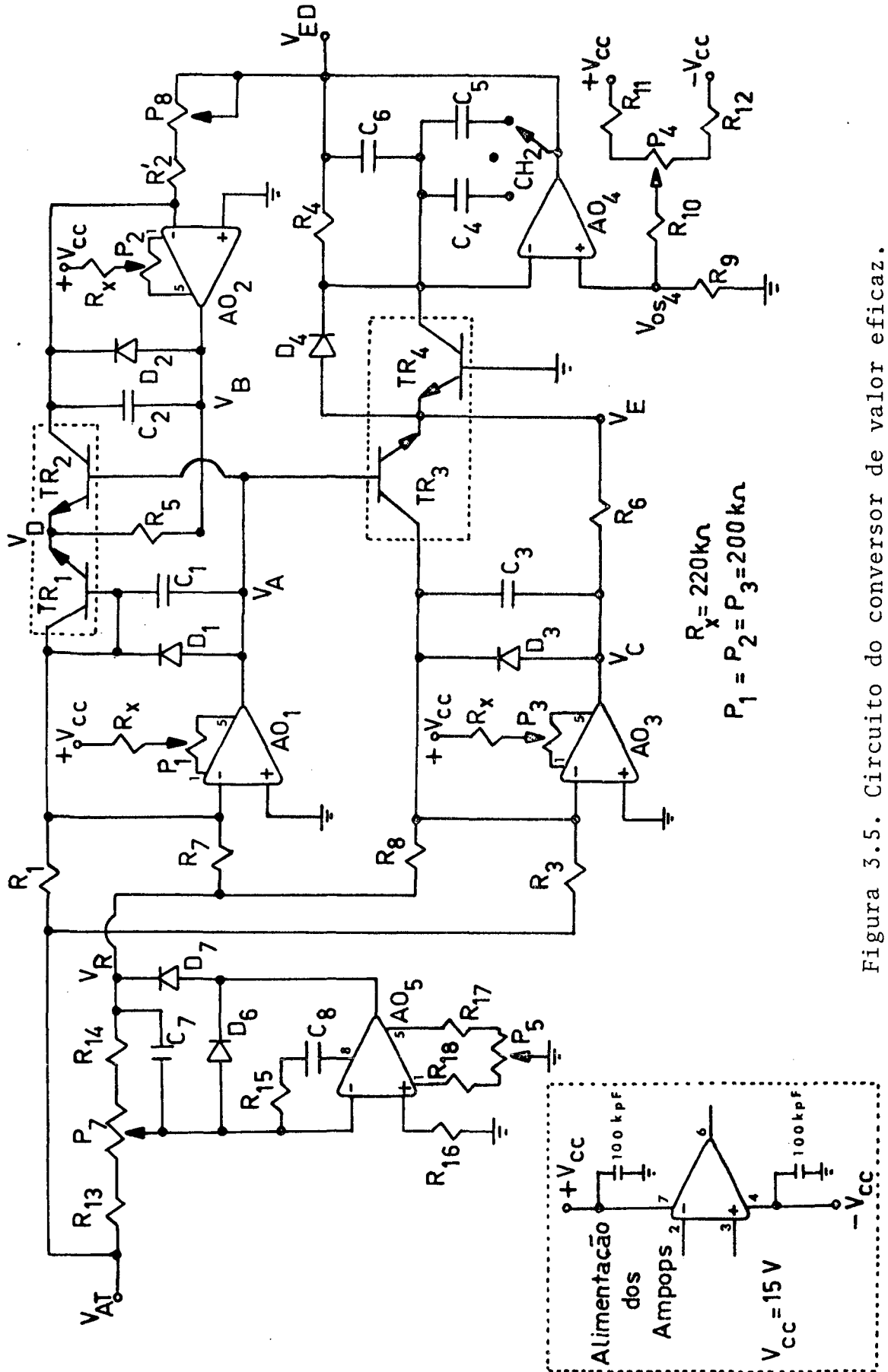


Figura 3.5. Circuito do conversor de valor eficaz.

- na posição 4:

$$\frac{R_{27} + R_{28}}{R_{28}} = 100 \quad (3.33)$$

e

$$R_{27} + R_{28} = 1 \text{ M}\Omega \quad (3.34)$$

resulta:

$$R_{27} = 990 \text{ k}\Omega \quad (1\% - 4 \text{ W})$$

$$R_{28} = 10 \text{ k}\Omega \quad (1\% - 1/8 \text{ W})$$

- e na posição 5:

$$\frac{R_{29} + R_{30}}{R_{30}} = 1000 \quad (3.35)$$

e

$$R_{29} + R_{30} = 1 \text{ M}\Omega \quad (3.36)$$

resulta:

$$R_{29} = 999 \text{ k}\Omega \quad (1\% - 4 \text{ W})$$

$$R_{30} = 1 \text{ k}\Omega \quad (1\% - 1/8 \text{ W})$$

Em vista da dificuldade de obter-se os resistores R_{25} , R_{27} e R_{29} , utilizou-se:

$$R_{27} = R_{29} = 1 \text{ M}\Omega \quad (10\%)$$

e

$$R_{25} = 1 \text{ M}\Omega // 10 \text{ M}\Omega (10\%),$$

escolhendo-se, praticamente, os componentes que fornecem a atenuação correta desejada, evitando-se o uso de componentes variáveis.

Para compensação em frequência do atenuador, deve-se ter:

$$R_{25} C_{11} = R_{26} C_{12}, \quad (3.37)$$

$$R_{27} C_{13} = R_{28} C_{14} \quad (3.38)$$

e

$$R_{29} C_{15} = R_{30} C_{16} \quad (3.39)$$

Utilizou-se os capacitores C_{11} , C_{13} e C_{15} variáveis de 0-30 pF, e os demais iguais a:

$$C_{12} = 150 \text{ pF}$$

$$C_{14} = 1,5 \text{ kpF}$$

$$C_{16} = 15 \text{ kpF}$$

Para bom desempenho, o ampop AO_6 deve ter as seguintes especificações:

- baixa corrente de polarização
- baixo desvio de tensão
- $T_{RM} \geq 2 \pi V_{PM} f_M = 6,28 \text{ V}/\mu\text{s}$

Utilizou-se,

$$AO_6 = 3140,$$

que possui as especificações (típicas):

$$I_b = 10 \text{ pA}$$

$$V_{os6} = 5 \text{ mV}$$

$$T_{RM} = 9 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Para bom funcionamento, anula-se o desvio de tensão pelo potenciômetro,

$$P_6 = 10 \text{ k}\Omega,$$

segundo especificações do fabricante [19].

Para evitar a saturação de AO_6 , e manter a impedância de entrada nas duas faixas mais baixas, R_{24} é igual a:

$$R_{24} = 1 \text{ M}\Omega \text{ (4 W)}$$

Em operação com baixas amplitudes de entrada, 20 mV - 200 mV, AO_6 é conectado com ganho 10 não inversor, então:

$$1 + R_{19}/R_{20} = 10 \quad (3.40)$$

resultando,

$$R_{19} = 9,1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = 1 \text{ k}\Omega$$

No caso de sinais de entrada com amplitudes maiores, AO_6 é conectado com ganho unitário não-inversor.

Os componentes de proteção para AO_6 são:

$$R_{21} = 1 \text{ M}\Omega \text{ (4 W)}$$

$$TR_5 = TR_6 = \text{BC 548}$$

Assim, quando a tensão E_b ultrapassa as tensões de alimentação $\pm V_{CC}$, R_{21} mantém a corrente de entrada limitada no máximo de 2mA, para o caso de $E_b = 2000 \text{ V}$, que circularão por TR_5 e TR_6 . Os transistores são conectados como diodos, por meio da junção coletor base que possui maior tensão de polarização reversa, e menor corrente de fuga.

A compensação da fase de AO_6 , para ganho unitário, é proporcionada pelos componentes R_{23} e C_9 , que foram determinados experimentalmente, e de acordo com a expressão (2.173). Assim, obtem-se:

$$R_{23} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$C_9 = 12 \text{ kpF,}$$

e os valores comerciais dos demais componentes são:

$$R_{22} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_{10} = 1,8 \text{ kpF}$$

Na figura 3.6, tem-se a resposta em frequência do ganho de malha aberta $G_{M6}(S)$, do circuito amplificador-isolador de entrada, na conexão de ganho unitário.

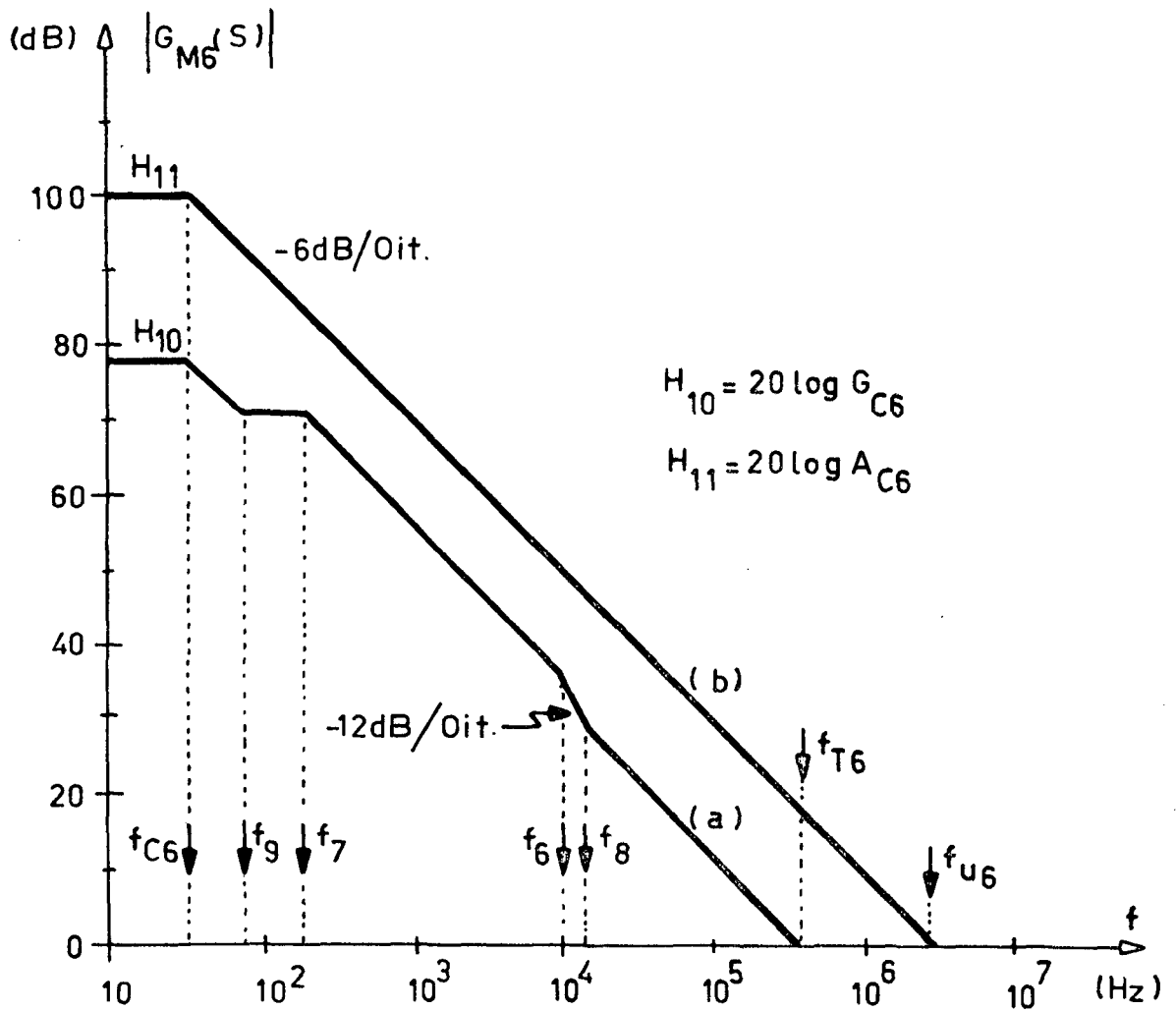


Figura 3.6. Resposta em frequência do circuito amplificador-isolador, conectado com ganho unitário (a), e do amplificador operacional AO_6 (b).

A função $G_{M6}(S)$ é dada por:

$$G_{M6}(S) = G_{C6} \frac{(1+S \tau_8)(1+S \tau_9)}{(1+S \tau_5)(1+S \tau_6)(1+S \tau_7)(1+S \tau_{C6})} \quad (3.41)$$

onde:

$$f_5 = \frac{1}{2\pi \tau_5} = 303 \text{ MHz}$$

$$f_6 = \frac{1}{2\pi \tau_6} = 10 \text{ kHz}$$

$$f_7 = \frac{1}{2\pi \tau_7} = 124 \text{ Hz}$$

$$f_8 = \frac{1}{2\pi \tau_8} = 11 \text{ kHz}$$

$$f_9 = \frac{1}{2\pi \tau_9} = 89 \text{ kHz}$$

$$f_{C6} = \frac{1}{2\pi \tau_{C6}} = 45 \text{ Hz (Valor típico)}$$

$$f_{u6} = 4,5 \text{ MHz}$$

$$f_{T6} = 509 \text{ kHz}$$

$$G_{C6} = 0,09 A_{C6}$$

3.4. INDICADOR DA SATURAÇÃO DE ESCALA

É acionado por sinais com alto fator de crista. Assim, é dimensionado de acordo com a especificação do item d.

Os comparadores CI_1 e CI_2 devem ter um tempo de atraso na resposta, t_r , bem menor que a largura do pulso de entrada, ou seja,

$$t_r < 100 \mu s, \quad (3.42)$$

para uma excursão de saída de CI_1 e CI_2 igual a $V_{CC} = 15$ V. Utilizou-se os comparadores:

$$CI_1 = CI_2 = 311,$$

que possui $t_r < 1$ μ s, para a excursão de 15 V. As conexões podem ser vistas na fig. 3.7 [17]. Os resistores $R_{34} = R_{35} = R_{36} = R_{37} = 10$ k Ω protegem as entradas, e $R_{38} = R_{39} = 4,7$ k Ω fazem a conexão do estágio de saída dos comparadores. Os níveis $+V_{PM}$ e $-V_{PM}$ são obtidos por um divisor resistivo (fig. 3.7), com os seguintes valores:

$$R_{31} = R_{33} = 1,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{32} = 8,2 \text{ k}\Omega$$

obtendo-se,

$$+V_{PM} = 10,7 \text{ V}$$

$$-V_{PM} = -10,7 \text{ V},$$

que possibilitam a excursão do sinal de entrada até o nível máximo desejado.

O circuito lógico OU é composto pelos diodos,

$$D_8 = D_9 = 1N914,$$

e pelo resistor,

$$R_{40} = 3,3 \text{ k}\Omega,$$

o qual limita a corrente em cada diodo em torno de 5 mA, quando os comparadores são acionados.

O circuito monoestável é constituído pelo circuito integrado 555, cuja conexão está na fig. 3.7 [17]. Cada vez que é acionado, indica a saturação no mostrador por um tempo determinado, t_M . Estimou-se:

$$t_M = 2 \text{ s}$$

e

$$C_{18} = 4,7 \text{ }\mu\text{s},$$

então, de acordo com a expressão (2.176), R_{42} é:

$$R_{42} = 390 \text{ k}\Omega$$

A saturação é indicada no mostrador digital com a leitura -1888, fornecida pelo pino teste (Apêndice 3), quando a tensão neste pino for igual a tensão de alimentação positiva do mostrador |14|. Então com:

$$R_{43} = 680 \Omega,$$

a tensão $E_g = 15 \text{ V}$ é atenuada para 5 V . Assim, o capacitor C_{21} , com o valor comercial,

$$C_{21} = 1,8 \text{ kpF},$$

evita que a tensão no pino de teste ultrapasse 5 V no momento de disparo do monoestável.

Para o acionamento do monoestável, o pulso negativo de disparo deve alcançar uma amplitude menor que $(1/3) \cdot V_{CC} = 5 \text{ V}$, e uma largura mínima de $0,7 \mu\text{s}$ na amplitude de 5 V |17|. Então a constante de tempo do circuito diferenciador, τ_d , de acordo com a equação (2.175), deve ser:

$$\tau_d \geq \frac{-t_N}{\ln(1 - E_x/V_{CC})} \quad (3.43)$$

Para $t_N = 0,7 \mu\text{s}$, $E_x = 5 \text{ V}$, $V_{CC} = 15 \text{ V}$:

$$\tau_d \geq 1,8 \mu\text{s}$$

Como a tensão E_f deve ter um valor igual a V_{CC} antes de transcorrer o tempo t_M , τ_d deve ser também:

$$\tau_d < \frac{t_M}{10} = 0,2 \text{ s}$$

$$\text{Com, } \tau_d = R_{42} \cdot C_{22} = 40 \mu\text{s},$$

$$R_{42} = 10 \text{ k}\Omega$$

e $C_{22} = 3,9 \text{ kpF}$

O diodo D_{10} elimina os pulsos positivos originados no diferenciador. Utilizou-se:

$$D_{10} = 1N914$$

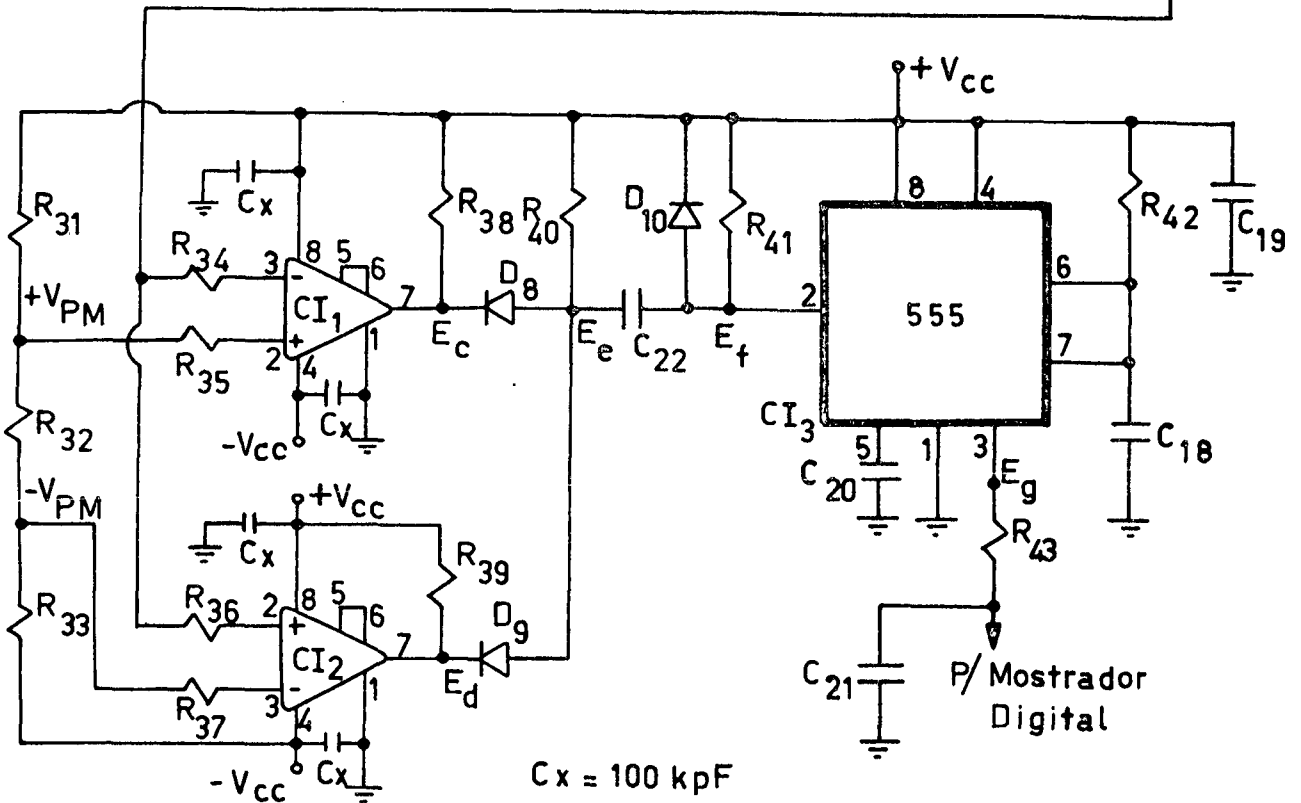
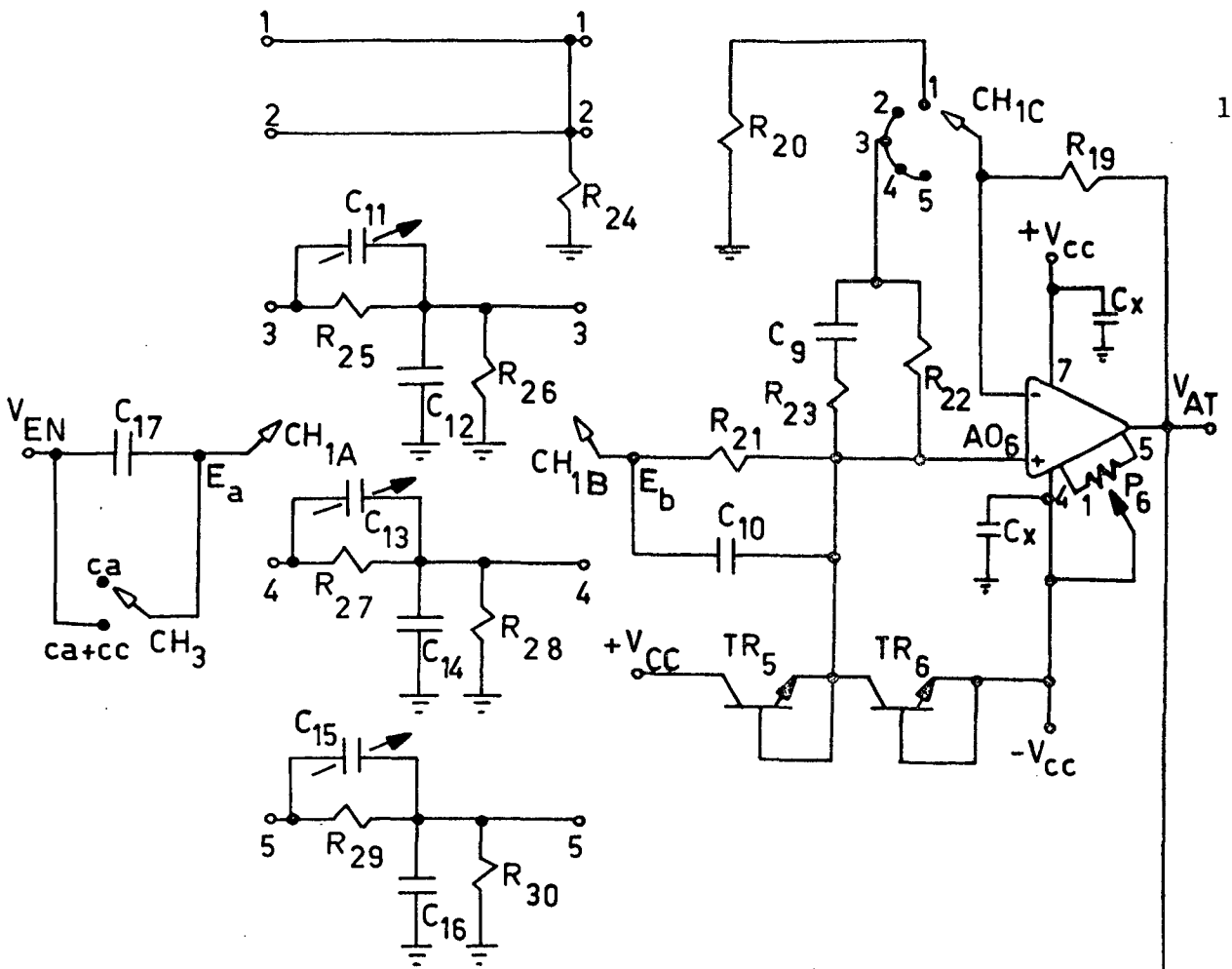


Figura 3.7. Circuito de entrada e o circuito indicador de saturação de escala.

C A P Í T U L O 4

CALIBRAGEM

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo, será apresentado de modo suscinto, e de acordo com o que foi descrito no capítulo 2, o procedimento para a obtenção do melhor ponto de funcionamento do medidor de valor eficaz verdadeiro.

4.2. AJUSTE DO CVE

Para calibrar o conversor, necessita-se de valores eficazes conhecidos e de boa precisão.

O melhor ajuste é proporcionado por um sinal contínuo, devido a dificuldade de obtenção de um sinal periódico com valor eficaz preciso, e em virtude dos erros do conversor depender das propriedades do sinal periódico: amplitude, frequência, e fator de crista. Assim, com um sinal cc de entrada, ajusta-se o ganho e os desvios de tensões do conversor, para que sua resposta (fig. 4.1) se enquadre dentro do menor erro possível.

Para o ajuste, utiliza-se a faixa da amplitude de operação do CVE, 100 mV - 2 V, a qual não sofre condicionamentos pelo circuito de entrada.

Inicialmente anula-se os desvios de tensões dos amplificadores operacionais, AO₆, AO₁, AO₂ e AO₃, com o sinal de entrada no nível mais baixo, por meio dos potenciômetros P₆, P₁, P₂ e P₃, e com o auxílio de um voltímetro digital, por exemplo um V.D. de 4 1/2 dígitos, colocado no pino 2 de cada ampop, exceto AO₆, por estar conectado como seguidor de tensão. Em AO₆, o desvio de tensão pode ser anulado com o voltímetro instalado diretamente em sua saída. Não utiliza-se um sinal nulo de entrada, devido a falta de resposta dos circuitos logarítmicos, ocasionada pela falta de correntes nos transistores logarítmicos.

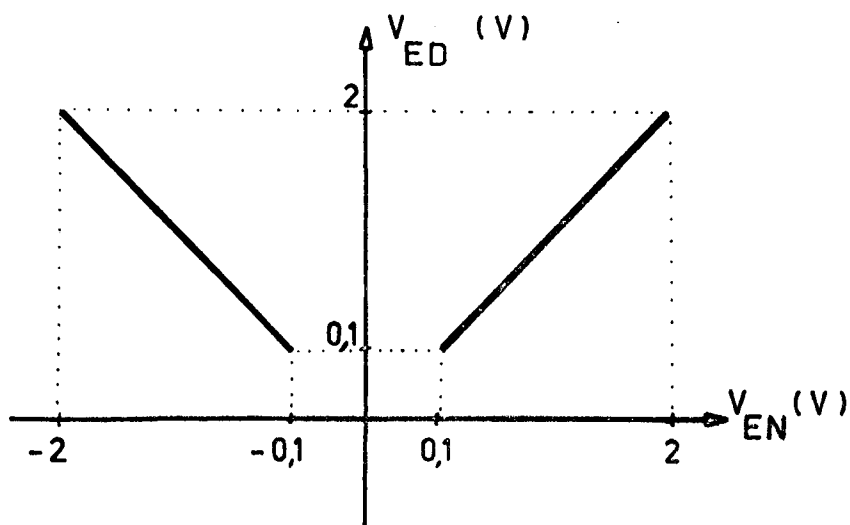


Figura 4.1. Resposta ideal do conversor de valor eficaz, para sinais contínuos de entrada.

Primeiramente, ajusta-se o medidor para tensões cc positivas de entrada. Para tensão de 2 V de entrada, varia-se o potenciômetro P_8 para o ajuste do ganho do conversor. Após, com tensão de 100 mV, varia-se P_4 para o ajuste do deslocamento da resposta. Como não são independentes, estes ajustes devem ser sucessivos, até que a resposta real do conversor não ultrapasse um erro de leitura de 1%, ± 1 contagem.

Em seguida, utiliza-se tensão de entrada negativa; nesta situação, o circuito de valor absoluto é o principal responsável pela falta de simetria do conversor. O retificador de meia onda deve ser ajustado, inicialmente, conforme item 2.3.3. Com tensão de entrada de -2 V, ajusta-se o ganho do retificador, por P_7 , para corrigir a falta de simetria do CVE. Para o nível negativo mais baixo, -100 mV, ajusta-se o desvio de tensão do retificador, através de P_5 , para possibilitar o deslocamento da reta simétrica de resposta. Igualmente, são necessários ajustes sucessivos, até a obtenção do erro mínimo desejado.

A variação de P_5 , faz variar o desvio de tensão que apresenta o retificador para entradas positivas, ocasionando um pequeno desajuste nos pontos de operação positiva. Assim, repete-se os ajustes para entradas positivas e negativas até que a resposta do conversor fique dentro do erro especificado.

4.3. AJUSTE CA DO ATENUADOR DE ENTRADA

Os capacitores C_{11} , C_{13} e C_{15} , do circuito atenuador devem ser ajustados para que sinais de entrada com alta frequência não alterem os valores das atenuações, devido as capacidades parasitas do circuito.

Para o ajuste, utiliza-se uma onda quadrada como sinal de entrada, com frequência de 1 kHz. Observa-se a saída de cada atenuador no osciloscópio, e ajusta-se cada capacitor para a mínima distorsão da onda quadrada de saída.

C A P Í T U L O 5

RESULTADOS

Neste capítulo, serão apresentados os resultados obtidos com o protótipo do medidor de valor eficaz verdadeiro.

Nas tabelas 2 a 6, apresenta-se os resultados obtidos para diferentes formas de ondas.

Nas fotos 1 a 6, aparecem os resultados para um trem de pulsos na entrada, com as seguintes características (foto 1 a):

Valor de pico	:	$V_p = 10 \text{ V}$
Valor de base	:	$V_G = - 1 \text{ V}$
Largura do pulso	:	$t_a = 0,3 \text{ ms}$
Período	:	$T = 10,2 \text{ ms}$
Fator de crista	:	$FC = 5,06$
Valor eficaz	:	$V_{EF} = 1978 \text{ mV}$

A tabela 7 compara os resultados do CVE obtidos nas fotos, com os valores teóricos calculados, baseando-se nos valores apresentados acima, nos valores obtidos experimentalmente para I_S e V_T , conforme item 3.2.3, e no valor medido para $P_8=11 \text{ k}\Omega$.

V_{EN} (mV)	V_{ED} (mV)		V_{AT} (mV)	V_R (mV)	V_A (mV)	V_B (mV)	V_C (mV)	V_D (mV)	V_E (mV)
	200 mV	2 V							
10	10,0	-	99,2	-0,7	45,1	- 667,8	- 505,6	-514,2	-478,9
20	20,0	-	198,2	-0,7	43,2	- 845,2	- 561,5	-536,6	-502,0
40	40,0	-	399,3	-0,8	42,2	-1181	- 647,4	-556,0	-522,4
60	59,9	-	598,4	-0,8	42,1	-1504	- 723,0	-565,3	-533,4
80	80,0	-	799,1	-0,8	42,2	-1827	- 796,2	-574,4	-541,2
100	100,1	100	1001	-0,9	42,1	-2149	- 867,5	-580,3	-547,2
120	120,3	120	1202	-0,9	42,3	-2470	- 937,7	-585,5	-552,4
140	140,3	140	1400	-0,8	42,2	-2791	-1007	-589,7	-556,9
160	160,6	160	1600	-0,8	42,8	-3111	-1075	-592,5	-560,3
180	180,8	180	1802	-0,8	41,6	-3430	-1143	-595,7	-563,4
200	-	200	199,3	-0,6	41,1	- 847,1	- 563,1	-537,9	-503,5
400	-	399	398,4	-0,8	42,2	-1178	- 647,4	-556,2	-522,5
600	-	598	599,1	-0,8	42,1	-1502	- 733,2	-566,4	-533,1
800	-	798	799,7	-0,9	42,0	-1824	- 795,1	-573,8	-540,7
1000	-	999	998,6	-0,9	42,1	-2143	- 865,3	-579,5	-546,3
1200	-	1200	1198	-0,9	41,3	-2465	- 935,1	-584,3	-551,3
1400	-	1400	1398	-0,9	42,2	-2784	-1004	-588,4	-555,4
1600	-	1602	1599	-0,9	42,4	-3103	-1072	-591,7	-558,6
1800	-	1804	1798	-0,9	42,3	-3423	-1141	-594,9	-562,1
1980	-	1985	1979	-0,9	42,1	-3708	-1201	-596,9	-563,9

Tabela 2 - Resultados obtidos com sinal contínuo positivo de entrada.

V_{EN} (mV)	V_{ED} (mV)		V_{AT} (mV)	V_R (mV)	V_A (mV)	V_B (mV)	V_C (mV)	V_D (mV)	V_E (mV)
	200 mV	2 V							
- 10	10,1	-	- 100,9	97,8	45,0	- 669,7	- 506,2	-516,5	-479,7
- 20	20,0	-	- 201,1	197,5	43,0	- 846,0	- 561,4	-536,7	-502,0
- 40	39,9	-	- 401,5	398,7	42,1	-1179	- 646,4	-555,7	-522,3
- 60	59,9	-	- 601,3	598,9	42,0	-1505	- 722,7	-556,9	-533,5
- 80	80,0	-	- 802,4	799,5	41,9	-1827	- 795,1	-574,4	-541,1
- 100	100,1	100	-1002	998,4	42,0	-2149	- 866,5	-580,3	-547,2
- 120	120,2	120	-1202	1198	42,4	-2471	- 936,3	-585,7	-552,6
- 140	140,4	140	-1403	1399	42,0	-2792	-1005	-589,9	-556,9
- 160	160,6	160	-1603	1598	42,2	-3112	-1074	-593,3	-560,3
- 180	180,7	179	-1804	1799	42,4	-3432	-1141	-595,9	-562,9
- 200	-	200	- 200,4	197,8	42,9	- 845,1	- 562,2	-537,0	-502,4
- 400	-	398	- 400,1	399,8	41,8	-1178	- 646,1	-555,0	-522,6
- 600	-	598	- 600,3	597,2	40,1	-1502	- 721,3	-566,5	-533,0
- 800	-	798	- 800,2	796,8	42,0	-1824	- 794,7	-574,0	-540,7
-1000	-	998	- 999,5	996,4	42,0	-2144	- 864,1	-579,5	-546,4
-1200	-	1199	-1200	1195	41,2	-2465	- 934,2	-584,3	-551,3
-1400	-	1401	-1400	1396	42,0	-2785	-1003	-588,2	-555,1
-1600	-	1602	-1600	1595	42,3	-3105	-1071	-591,3	-558,4
-1800	-	1803	-1799	1796	42,4	-3424	-1138	-594,7	-561,6
-1980	-	1986	-1979	1976	42,5	-3712	-1200	-597,7	-564,7

Tabela 3 - Resultados obtidos com sinal contínuo negativo de entrada.

V_{EF} (mV)	V_{ED} (mV)	
	200 mV	2 V
10	9,9	-
20	19,9	-
30	29,8	-
40	39,8	-
50	49,7	-
100	99,6	99
150	149,6	150
200	-	200
250	-	249
400	-	399
600	-	598
800	-	797
1000	-	998
1200	-	1199
1400	-	1400
1600	-	1602
1800	-	1804
1980	-	1986

Tabela 4 - Resultados obtidos com sinal senoidal de entrada. Frequência: 400 Hz.

V_P (mV)	V_{EF} (mV)	V_{ED} (mV)	
		200 mV	2 V
20	14,1	13,5	-
30	21,2	20,5	-
40	28,3	27,3	-
50	35,3	34,3	-
60	42,4	41,2	-
70	49,5	48,1	-
80	56,6	55,0	-
90	63,6	62,1	-
100	70,7	69,1	-
120	84,9	83,2	-
140	99,0	96,9	96
160	113,1	110,9	110
180	127,3	124,2	123
200	141,4	138,3	138
400	283	-	280
600	426	-	421
800	566	-	563
1000	707	-	705
1200	849	-	846
1400	990	-	989
1600	1131	-	1129
1800	1273	-	1271
2000	1414	-	1412
2800	1980	-	1982

Tabela 5 - Resultados obtidos com sinal senoidal de entrada. Frequência: 100 kHz

t_a (ms)	V_P (V)	V_G (mV)	V_{EF} (mV)	V_{ED} (mV)	FC
0,1	10	-100	995	951	10,05
0,2	10	-100	1404	1392	7,12
0,3	10	-100	1718	1739	5,82
0,35	10	-100	1852	1893	5,40
0,1	5	-100	505	500	9,90
0,2	5	-100	707	710	7,07
0,3	5	-100	863	876	5,79
0,4	5	-100	995	1013	5,03
0,5	5	-100	1111	1122	4,50
0,7	5	-100	1313	1330	3,81
0,9	5	-100	1488	1509	3,36
1,0	5	-100	1568	1590	3,19
1,5	5	-100	1920	1948	2,60
0,1	1	-100	140,4	144	7,12
0,3	1	-100	197,8	200	5,06
0,5	1	-100	242	245	4,13
0,7	1	-100	279	283	3,58
0,9	1	-100	312	317	3,20
1,0	1	-100	327	331	3,06
3,0	1	-100	549	547	1,82
5,0	1	-100	704	703	1,42
7,0	1	-100	830	826	1,20
9,0	1	-100	940	932	1,06

Tabela 6 - Resposta para trem de pulsos de entrada.
Período: $T = 10,2$ ms.

	Valores Medidos		Valores Calculados	
	$V_P = 10 \text{ V}$	$V_G = -1 \text{ V}$	$V_P = 10 \text{ V}$	$V_G = -1 \text{ V}$
V_B (mV)	-5900	-3450	-5904	-3414
V_C (mV)	-6150	- 820	-6183	- 878,2
V_D (mV)	- 640	- 580	- 638,8	- 579,1
V_E (mV)	- 655	- 525	- 640,1	- 522,0

Tabela 7 - Comparação dos valores medidos no CVE, fotos 5 e 6, com os valores calculados teoricamente.

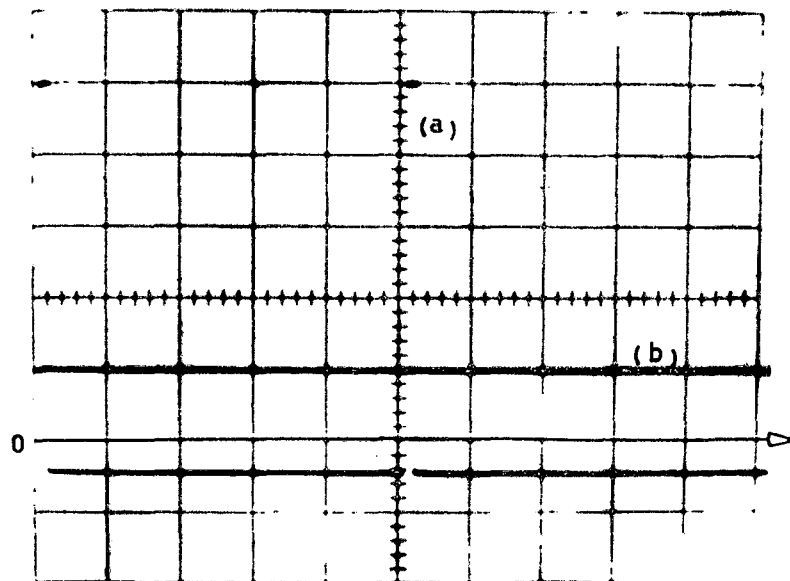


Foto 1 - V_{EN} , trem de pulsos de entrada (a), e V_{ED} , o respectivo valor eficaz (b).

Escala horizontal: 2 ms/div.

Escala vertical : 2 V/div.

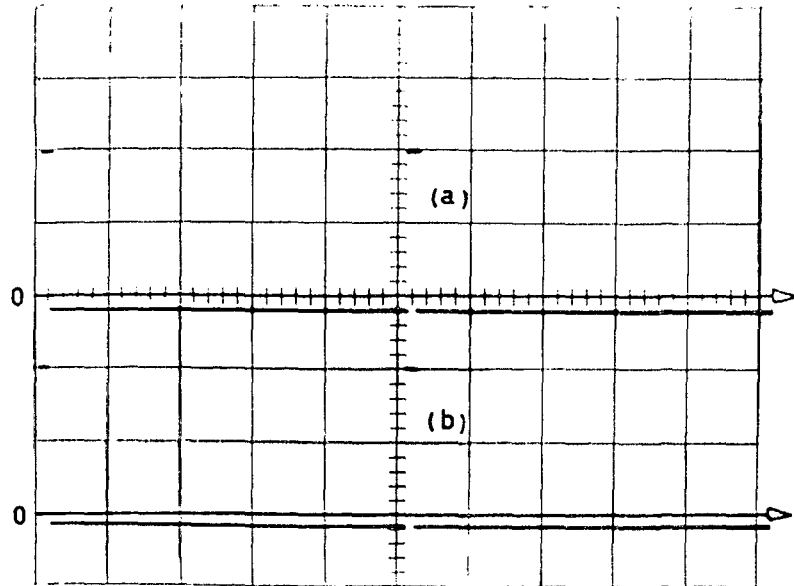


Foto 2 - V_{EN} , trem de pulsos de entrada (a), e V_{AT} ,
 sinal na saída do circuito de entrada (b).
 Escala horizontal: 2 ms/div.
 Escala vertical : 5 V/div.

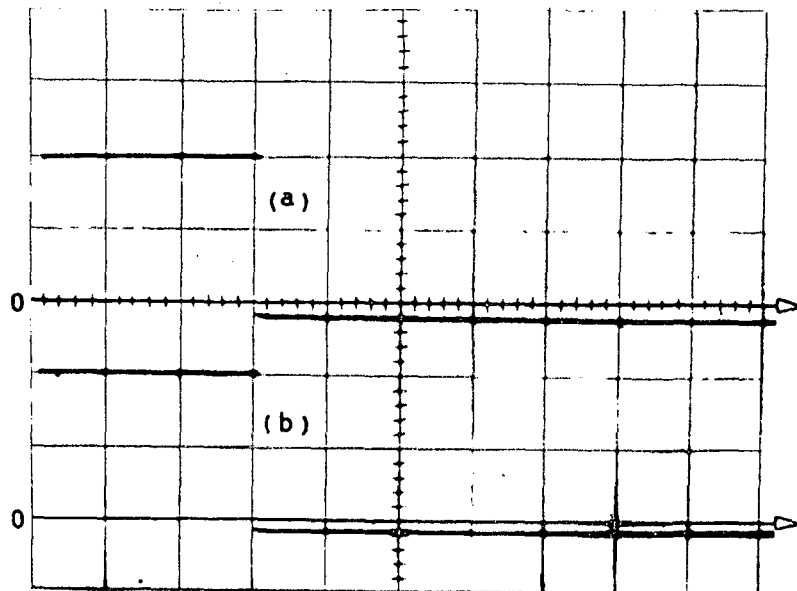


Foto 3 - V_{EN} , trem de pulsos de entrada (a), e V_{AT} ,
 o sinal na saída do circuito de entrada(b).
 Escala horizontal: 0,1 ms/div.
 Escala vertical : 5 V/div.

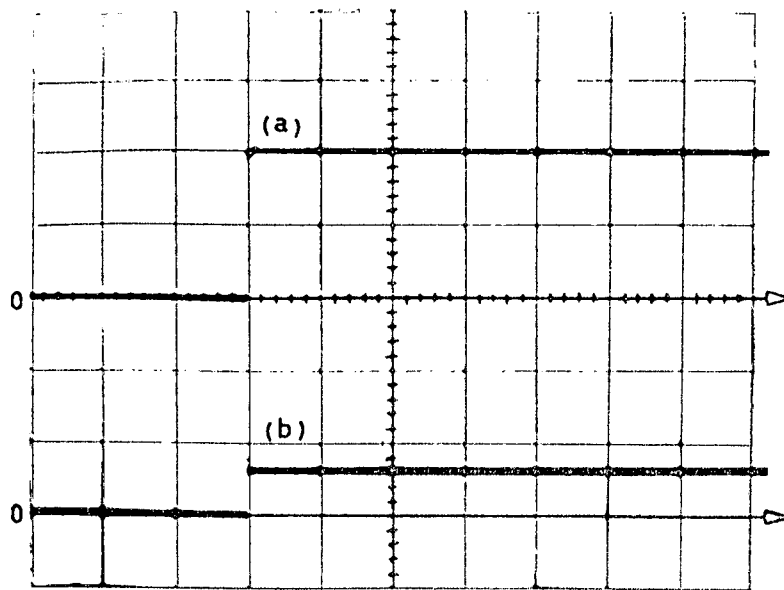


Foto 4 - V_R , sinal de saída do retificador de meia onda (a), e V_A , tensão na saída do ampop AO_1 (b).

Escala horizontal: 0,1 ms/div.

Escala vertical(a): 0,5 V/div.

Escala vertical(b): 0,1 V/div.

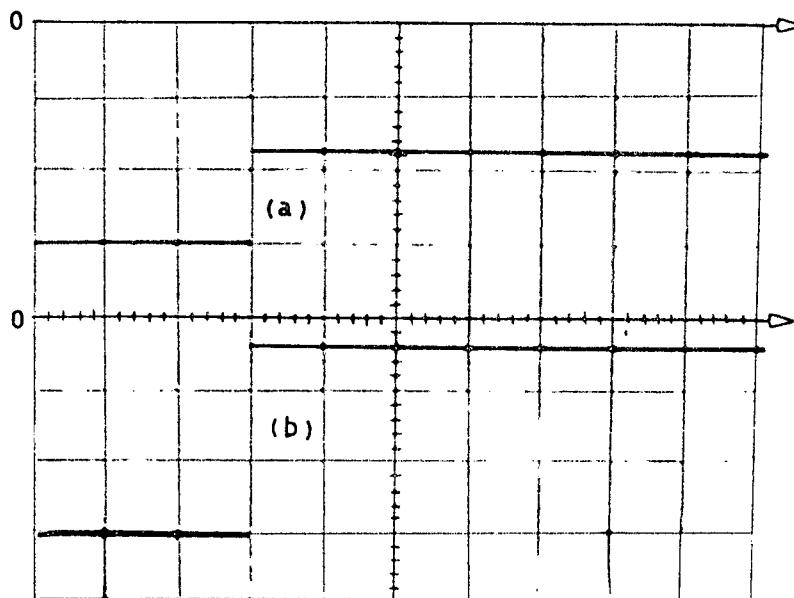


Foto 5 - V_B , tensão de saída do ampop AO_2 (a), e V_C , tensão de saída do AO_3 (b).

Escala horizontal: 0,1 ms/div.

Escala vertical : 2 V/div.

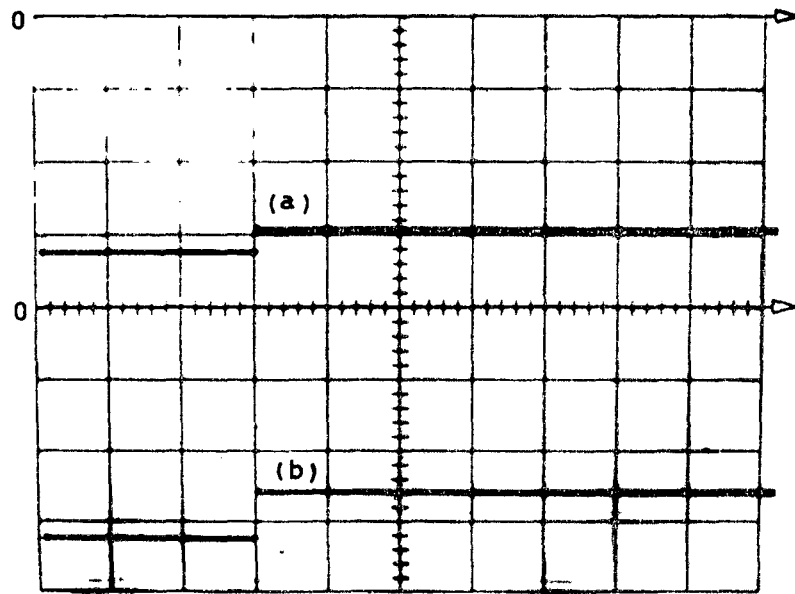


Foto 6 - V_D , tensão nos emissores de TR_1 e TR_2 (a),
e V_E , tensão nos emissores de TR_3 e TR_4 (b).
Escala horizontal: 0,1 ms/div.
Escala vertical : 0,2 V/div.

C A P Í T U L O 6

DISCUSSÃO

Neste capítulo, serão discutidos os resultados obtidos com o protótipo do medidor de valor eficaz verdadeiro, de acordo com os objetivos propostos no capítulo 3.

As tabelas 2 e 3 mostraram as respostas para sinais contínuos de entrada, positivos e negativos, respectivamente. Determinou-se os resultados para tensões contínuas, uma vez que representa o melhor sinal para a análise e ajuste do funcionamento do medidor.

Obteve-se operação, para o conversor de valor eficaz (CVE), em uma faixa de amplitude de 100 a 2000 mV. A resposta do medidor apresentou boa linearidade e simetria, com um erro menor do que o especificado, ou seja, menor do que 1% do valor lido. Comprovou-se, com estes resultados, a eficiência dos ajustes determinados, em conjunto com o procedimento de calibragem descrito no capítulo 4.

Nestas tabelas, apresentou-se também os valores obtidos para a faixa de amplitude de 10 a 200 mV. Nesta faixa, a linearidade e simetria do medidor foi mantida, devido ao bom desempenho do circuito de entrada, que proporcionou a amplificação e isolamento necessária ao sinal de entrada.

A tensão de saída do circuito de entrada, V_{AT} , mostrou o funcionamento deste circuito, onde o amplificador AO_6 é conectado com ganho 10, na faixa de amplitude mais baixa, e com ganho unitário, na faixa de 100 a 2000 mV. Notou-se que os ganhos permaneceram constantes, e o desvio de tensão de AO_6 foi praticamente desprezível, para as duas polaridades do sinal de entrada.

O circuito retificador de meia onda apresentou um desvio de tensão constante, para entradas positivas. Este valor contribuiu para o ajuste da simetria do CVE em baixas amplitudes. Para sinais contínuos negativos de entrada, o ganho do retifica-

dor ficou constante, e foi ajustado para fornecer simetria ao conversor na mais alta amplitude da faixa de operação.

Apresentou-se ainda, tensões em pontos específicos do CVE. As tensões de saída dos amplificadores operacionais AO_2 e AO_3 estão de acordo com o projeto, e não ultrapassaram sua tensão máxima, 10 V. As tensões de base emissor dos transistores dos circuitos logarítmicos apresentaram valores conforme o projeto, ficando dentro da faixa especificada de acordo com os níveis das correntes propostas pelo gráfico $I_C \times V_{BE}$ (figura 3.1). A tensão de saída do amplificador operacional AO_1 , ponto intermediário entre as quatro tensões base emissor, permaneceu constante dentro da faixa de amplitude esperada, comprovando que com uma mudança no valor do sinal contínuo de entrada, as variações das tensões de base emissor são idênticas entre si. A simetria do conversor pode ser vista também, por meio das tensões do CVE, comparando-se as tabelas 2 e 3.

A resposta em frequência, para sinais senoidais, pode ser observada pelas tabelas 4 e 5, nas frequências de 400 Hz e 100 kHz.

O desempenho do medidor com sinais senoidais, para frequências baixas e médias, foi satisfatório. Obteve-se medidas com erros inferiores a 1% do valor lido, dentro da faixa de amplitude do CVE, 100 a 2000 mV, com uma linearidade de resposta semelhante ao caso de entrada com cc. O circuito de entrada proporcionou isolamento, com ganho unitário, e a devida amplificação na menor faixa de amplitude, possibilitando a operação do CVE praticamente sem erros. O circuito retificador de meia onda mostrou bom funcionamento para sinais bipolares, e não apresentou inconvenientes à variação de sua impedância de saída.

Com um sinal senoidal de grande amplitude e frequência de 100 kHz, o comportamento do medidor manteve-se dentro das especificações, comprovando o desempenho dos circuitos projetados. As medidas de sinais com baixa amplitude, nesta frequência, são limitadas em vista da redução do desempenho do circuito retificador de meia onda, ocasionada principalmente pelas capacitâncias de junção dos diodos utilizados. Outra restrição, para medidas dentro da faixa de 20 a 200 mV, ocorre quando o amplificador

AO_6 é conectado com ganho 10, devido as suas limitações dinâmicas.

A tabela 6 mostrou os valores medidos, para um trem de pulsos de entrada, em função do fator de crista, e do valor de pico do pulso. Com alto fator de crista, o trem de pulsos é o sinal que representa o pior caso para o funcionamento do medidor.

Os valores obtidos mostraram que com o aumento do fator de crista do sinal de entrada, aumentou o erro na conversão do valor eficaz. O medidor teve bom desempenho para valores baixos e médios do fator de crista, e para valores maiores as medidas apresentaram um erro relativo máximo de 5% do valor lido. Este erro foi devido principalmente as limitações das características logarítmicas dos transistores do CVE.

Para uma verificação mais detalhada no comportamento do medidor com estes sinais, as fotografias 1 a 6 mostraram as tensões obtidas em vários pontos do instrumento, utilizando-se um trem de pulsos na entrada, com fator de crista igual a cinco.

Na foto 1, observou-se o trem de pulsos e o respectivo valor eficaz, obtido com um erro menor do que 1% do valor lido, e sem ondulações devido a constante de tempo utilizada para a frequência de 100 Hz.

Nas fotos 2(b) e 3(b), obteve-se a resposta do circuito de entrada, para escalas de tempo diferentes. A resposta não apresentou redução na taxa de excursão do pulso, e não mostrou oscilações, verificando-se o bom desempenho na compensação da fase utilizada, para o amplificador operacional AO_6 , conectado com ganho unitário não-inversor.

Na foto 4(a), verificou-se a resposta do retificador de meia onda. A retificação da parte negativa do trem de pulsos foi obtida, sem a introdução de erros significativos no CVE.

As tensões de saída dos amplificadores operacionais AO_2 e AO_3 (foto 5), do CVE, não atingiram o nível máximo de saída, e comprovaram a existência das correntes nos transistores durante todo o tempo de duração dos pulsos.

Na foto 6, comprovou-se que as tensões entre base e emissor dos transistores estão dentro da faixa de valores determinada no projeto, de acordo com os níveis das correntes obtidas para o CVE.

Das fotos 5 e 6, verificou-se a compensação de fase determinada para os circuitos logarítmicos, uma vez que não houve oscilações nas correntes dos transistores.

A tabela 7 apresentou uma comparação entre as tensões do CVE, obtidas nas fotos 5 e 6, com as tensões calculadas teoricamente, para o trem de pulsos da foto 1(a). Houve uma boa aproximação, apesar dos valores de I_S e V_T , utilizados no cálculo teórico, serem dados experimentais da curva $I_C \times V_{BE}$, traçada somente para um transistor.

Ressalta-se, ainda, neste capítulo, o desempenho do conversor de valor eficaz, em relação a sensibilidade dos componentes utilizados.

Apesar de não ter sido realizado um estudo detalhado, a possível necessidade de substituição de algum componente, por seu equivalente, não implica na redução do desempenho do conversor. Este, necessitaria apenas um rápido reajuste, para estar novamente de acordo com as especificações obtidas.

C A P Í T U L O 7

CONCLUSÕES

Construiu-se o protótipo de um medidor de valor eficaz verdadeiro, de acordo com as especificações propostas no capítulo 3.

Utilizou-se o método implícito de conversão do valor eficaz. O módulo multiplicador-divisor, que possibilita a obtenção implícita da operação raiz quadrada, foi desenvolvido com circuitos logarítmicos. As transferências entre os domínios linear e logarítmico, foram obtidas por meio das relações logarítmicas, entre a corrente de coletor e a tensão base emissor, de um transistor bipolar.

Em um circuito logarítmico básico, analisou-se o comportamento do transistor bipolar: os erros introduzidos no circuito, as possíveis conexões, e a proteção do componente. Verificou-se também, a compensação da fase, o efeito com a temperatura, e o desempenho de um amplificador operacional, neste circuito.

Para um circuito anti-logarítmico básico, relacionou-se os sinais de entrada e saída.

O módulo multiplicador-divisor foi analisado e equacionado, a partir da célula básica de transcondutância. Com esta célula, minimiza-se o efeito da temperatura no conversor.

Foi feito um rápido estudo sobre um circuito integrador ideal, e sua resposta em frequência. Analisou-se a aproximação de um filtro passa baixa de primeira ordem, com um integrador ideal, por meio das respostas em tempo e frequência.

O conversor de valor eficaz (CVE), foi obtido com base no módulo de multiplicação-divisão. Verificou-se a resposta para sinais periódicos e contínuos, e o melhor ajuste do ganho do conversor. Analisou-se a resposta em frequência para sinais com baixo fator de crista, sinais senoidais, e alto fator de crista,

com trem de pulsos. Foi feito um estudo da compensação de fase e da resposta de -3dB , considerando o circuito logarítmico individualmente, e, posteriormente, cada circuito logarítmico e sua interação entre os demais circuitos. Estudou-se o tempo de resposta do conversor, para uma variação de valor eficaz, em função da mínima frequência de entrada, e do erro de acomodação. Analisou-se os efeitos dos desvios de tensões dos amplificadores operacionais, obtendo-se as possibilidades de ajuste do conversor. Foi feita uma análise, nos níveis das correntes nos transistores, para o melhor desempenho das características logarítmicas.

Em vista do módulo multiplicador-divisor operar apenas para sinais unipolares, foi incluído no CVE, um circuito de valor absoluto. Deste circuito, foi dada ênfase ao circuito retificador de meia onda, onde analisou-se a necessidade de um retificador de precisão. Estudou-se os erros em sinais contínuos, a resposta em frequência, a variação da impedância de saída, e o aumento da largura de banda, por intermédio do amplificador operacional.

Para proporcionar ao CVE bom desempenho, projetou-se um circuito de entrada, que condiciona o sinal dentro de cinco faixas de amplitudes, mantendo constante a impedância de entrada. Possui um circuito atenuador, compensado, e um circuito amplificador, que possibilita medidas de sinais com baixas amplitudes, e fornece isolação ao conversor. É acoplado para sinais ca , ou $ca + cc$. Analisou-se a função de transferência de um dos atenuadores, obtendo-se o ajuste para a compensação em frequência. Estudou-se a compensação da fase do amplificador de entrada, com ganho unitário, não inversor. Determinou-se o valor do capacitor, para acoplamento ca de entrada, em função do erro e da frequência mínima de entrada.

Sinais de entrada com alto fator de crista, podem ter um valor de pico que ultrapasse os limites de amplitude do CVE. Assim projetou-se um circuito indicador de saturação de escala, composto por dois comparadores e um circuito monoestável, para indicação no mostrador digital. Analisou-se, por intermédio dos diagramas em tempo, o tempo de atraso dos comparadores, a constante de tempo do circuito diferenciador, para a obtenção dos pul

sos de disparo do monoestável, e o tempo de operação do circuito indicador.

A leitura do valor eficaz detectado, foi obtida através de um mostrador digital, constituído por um voltímetro de cc com 3 1/2 dígitos. Utilizou-se fundo de escala de 2000 mV, e indicação de sobreexcursão do valor eficaz, com a leitura +1. A saturação de escala da entrada do medidor, foi realizada por meio do circuito indicador, utilizando-se a entrada teste do voltímetro, com a leitura -1888.

No capítulo 3, foram projetados todos os circuitos do medidor, de acordo com as especificações citadas. Foi traçada a curva $I_C \times V_{BE}$, de um transistor conectado como diodo, para a determinação dos níveis das correntes no CVE. Para os circuitos logarítmicos, traçou-se as curvas de resposta em frequência, determinando-se os componentes para a compensação da fase.

No capítulo 4, descreveu-se de modo sucinto, o procedimento para calibrar o CVE, e o circuito atenuador de entrada.

O método implícito de conversão do valor eficaz, utilizado no medidor, teve sua eficiência comprovada, em relação aos demais métodos citados, pela simplicidade de realização da operação raiz quadrada, pela faixa dinâmica de amplitude conseguida, e pelas medidas obtidas de sinais com baixas frequências, selecionando-se adequadamente a constante de tempo do conversor.

Conseguiu-se o valor de 100 kHz, na resposta em frequência para sinais senoidais. Esta limitação foi devida basicamente ao circuito retificador de meia onda, que nesta frequência apresentou pouco desempenho com sinais de baixa amplitude. Outra restrição, para sinais de 100 kHz com baixa amplitude, foi proporcionada pelo amplificador AO_6 do circuito de entrada, conectado com ganho 10 não-inversor, devido a sua limitação dinâmica nesta frequência.

Em baixa frequência, obteve-se medidas de sinais até 1 Hz. Na faixa de frequência de 1 a 10 Hz, o tempo máximo de resposta do medidor foi elevado, aproximadamente 1200 segundos, devido ao alto valor do capacitor utilizado no circuito integrador, para evitar tensão de ondulação na saída do conversor. Nas

demais faixas, 10 a 100 Hz e 100 Hz a 100 kHz, os tempos máximos de resposta obtidos foram bem menores, aproximadamente 12 segundos e 120 milisegundos, respectivamente.

A determinação dos componentes para compensação de fase, nos circuitos logarítmicos, foi realizada apesar do uso dos valores típicos dos parâmetros para os amplificadores operacionais. A faixa de valores obtida para os capacitores de compensação foi pequena, devido a limitação dos componentes utilizados, principalmente dos transistores nos circuitos logarítmicos, em função dos níveis das correntes nos coletores.

A curva $I_C \times V_{BE}$, traçada para um transistor do par 2N2920, facilitou a determinação dos níveis das correntes. Os níveis utilizados proporcionaram bom desempenho ao conversor, para sinais de entrada com médio fator de crista. As medidas de sinais com alto fator de crista foram limitadas, devido as restrições das características logarítmicas dos transistores 2N2920.

A calibragem do medidor foi obtida com poucas tentativas de ajuste, uma vez que o método determinado converge rapidamente a resposta do medidor.

Não obteve-se isolação e acoplamento ca, para o circuito de entrada, na faixa de amplitude de 200 V a 2000 V, devido a dificuldade de obtenção de componentes adequados, como por exemplo resistores e capacitores de grande valor e alta dissipação de potência. A proteção de entrada deixou a desejar, devido a transmissão de pulsos com alta taxa de excursão pelos atenuadores. As atenuações obtidas em todas as escalas foram corretas, uma vez que os resistores foram previamente selecionados.

O circuito indicador de saturação de escala foi obtido com bom desempenho, detectando até trem de pulsos com uma largura mínima maior do que 1 μ s.

O circuito do mostrador digital, implementado segundo recomendações do fabricante, teve seu desempenho de acordo com suas especificações, com erro máximo de ± 1 contagem.

Em trabalhos futuros, utilizando-se o conversor de valor eficaz, recomenda-se o uso de transistores com ganho mais e levado, maior frequência de transição, e resistências extrínsecas menores, que possibilitem melhor desempenho nas características logarítmicas, e também o uso de amplificadores operacionais com taxa de rampa máxima (slew-rate) mais alta.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. CHAPEL, R. - RMS voltage measurements-which method works best? Electronics Products, January 15, 1973.
2. DOBKIN, R.C. - True RMS detector. Linear Applications Handbook, National Semiconductor, Vol.2, LB-25, June 1973.
3. DOBKIN, R.C. - Logarithmic converters. Linear Applications Handbook, National Semiconductor, Vol.1, AN-30, Nov 1969.
4. DOBKIN, R.C. - LM118 op amp slews 70 V/ μ s. Linear Applications Handbook, National Semiconductor, Vol.1, LB-17, Sept. 1971.
5. DOBKIN, R.C. - Feedforward compensation speeds op amp. Linear Applications Handbook, National Semiconductor, Vol.1, LB-2, March 1969.
6. EDMINISTER, J.A. - Circuitos Elétricos, McGraw-Hill Book Company, 1965.
7. FOLSOM, J.B. - Measuring true RMS AC voltages to 100 MHz. Hewlett-Packard Journal, Vol.23, Nº 7, pp.14-20, March 1972.
8. GRAEME, J.G. - Designing With Operational Amplifiers, McGraw - Hill Book Company, Burr-Brown, 1977.
9. GRAEME, J.G. - Applications of Operational Amplifiers, McGraw - Hill Kogakusha, LTD., 1973.
10. GRAY, P.R.; MEYER, R.G. - Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, John Wiley & Sons, Inc., 1977.
11. GULY, R.M. - Applications of RMS detectors. Electron, Nº 94, pp. 69,71-72,74, April 22, 1976.

12. HANDLER, H. - True RMS voltage conversion. Electronic Design, N° 4, pp.66-72, Feb 15, 1974.
13. HEWLETT-PACKARD - True RMS Measurements. Application Note 124, June 5, 1970.
14. INTERSIL - ICL 7106, 7107 3 1/2 digit single chip A/D converter. Data Acquisition.
15. JUNG, W.G. - IC Op-Amp Cookbook, Howard W. Sams & Co. Inc., 1978.
16. LENK, J.D. - Manual for Operational Amplifier Users, Reston Publishing Company, Inc., 1976.
17. NATIONAL SEMICONDUCTOR - Linear Databook, 1980.
18. OTT, W.E. - A new technique of thermal RMS measurement. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.SC-9, N° 6, pp.374-380, Dec 1974.
19. RCA - Linear Integrated Circuits Databook, SSD-240, 1978.
20. REEDER, R.N. - Measuring true RMS voltages. Electronic Engineering, pp.61-63, Nov 1977.
21. RICHMAN, P.L. - A new wideband true RMS-to-DC converter. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.IM-16, N° 2, pp.129-134, June 1967.
22. SHEINGOLD, D.; COUNTS, L. - Instrument RMS measurements. Instrument & Control Systems, pp.49-52, Aug. 1974.
23. SHEINGOLD, D. - Nonlinear Circuits Handbook, Analog Devices, Inc., Jan 1976.
24. STATA, R. - Minimizing integrators errors. Electro-Technology, pp.46-50, Oct 1968.

25. STOUT, D.F.; KAUFMAN, M. - Handbook of Operational Amplifiers Circuit Design. McGraw-Hill Book Company, 1976.
26. TOBEY; GRAEME; HUELSMAN - Operational Amplifiers Design and Applications, McGraw-Hill Kogakusha, LTD., Burr-Brown, 1971.
27. VAN ERK, M.H.; RAUCH, S. - How to measure AC signals accurately. Electronics, pp.94-96, March 18, 1976.
28. VAN ERK, M.H.; ONSTEE, H.G. - Digital Instrument Course, Philips, part 3, cap. 7.
29. WAIT, J.V.; HUELSMAN, L.P.; KORN, G.A. - Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications, McGraw-Hill Kogakusha, LTD., 1975.
30. WONG, Y.J.; OTT, W.E. - Function Circuits Design and Applications, McGraw-Hill Book Company, Burr-Brown, 1976.

A P Ê N D I C E 1

Neste apêndice serão apresentadas a definição teórica e a expressão matemática do valor eficaz.

a) Definição

O valor eficaz de um sinal periódico, de tensão ou corrente, é definido como o valor de tensão ou corrente contínua capaz de transferir a mesma quantidade de energia que o sinal periódico, em um determinado período de tempo [17,18,19,20].

Todos os sinais que possuem o mesmo valor eficaz, podem transferir a mesma quantidade de energia, independente de suas amplitudes e variações com o tempo [2].

b) Expressão matemática

Aplicando-se uma tensão sobre um resistor R, ele certamente aquecerá. A quantidade de energia E, foi medida por Joule, que determinou a relação:

$$\Delta E = \frac{V^2}{R} \Delta t \quad (\text{A-1.1})$$

Considerando tensões que variam no tempo, $V(t)$, para um tempo infinitesimal dt , a quantidade de energia dE pode ser escrita por:

$$dE = \frac{V^2(t)}{R} dt \quad (\text{A-1.2})$$

A quantidade total de energia transformada em calor, por meio de um resistor, no tempo T, é:

$$E = \frac{1}{R} \int_0^T V^2(t) dt \quad (\text{A-1.3})$$

Se o sinal $V(t)$ for um sinal contínuo V_{CO} , a expressão (A-1.3) fica:

$$E = \frac{1}{R} V_{CO}^2 \cdot T \quad (A-1.4)$$

Pela definição de valor eficaz, as expressões (A-1.3) e (A-1.4) são iguais,

$$\frac{1}{R} V_{CO}^2 T = \frac{1}{R} \int_0^T V^2(t) dt \quad (A-1.5)$$

e o sinal contínuo V_{CO} é o valor eficaz, V_{EF} . Assim, a expressão (A-1.5) fica igual a |18,19,20|:

$$V_{EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} \quad (A-1.6)$$

A P Ê N D I C E 2

Neste apêndice serão apresentados valores eficazes para formas de ondas básicas.

O valor eficaz de um sinal periódico, de acordo com sua expressão matemática, é dado por:

$$V_{EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T F^2(t) dt} \quad (A-2.1)$$

onde, T é o período do sinal periódico $F(t)$.

A) Senóide

O sinal da fig. A-2.1 pode ser escrito por:

$$F_A(t) = V_P \text{ sen } \omega t \quad (A-2.2)$$

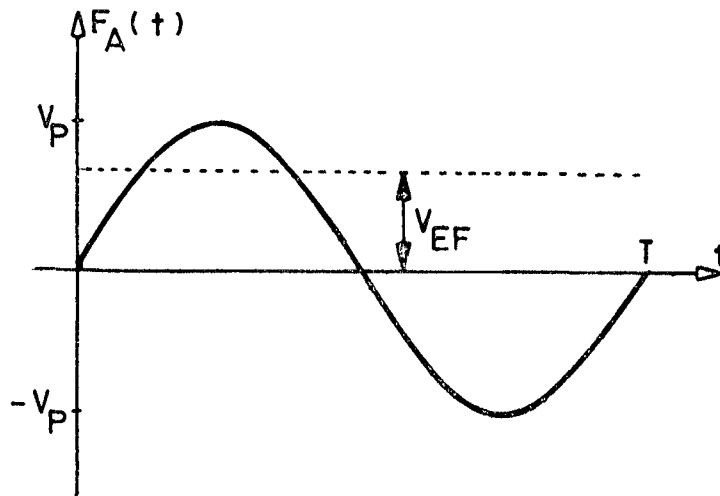


Figura A-2.1. Forma de onda senoidal e o respectivo valor eficaz.

Substituindo a expressão (A-2.2) na (A-2.1):

$$V_{EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_P^2 \text{sen}^2 \omega t \, dt} \quad (\text{A-2.3})$$

Resolvendo, resulta o valor eficaz para o sinal senoidal $F_A(t)$:

$$V_{EF} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \quad (\text{A-2.4})$$

B) Senóide com nível cc

Da fig. A-2.2, o sinal $F_B(t)$ é:

$$F_B(t) = V_P \text{sen } \omega t + E_A \quad (\text{A-2.5})$$

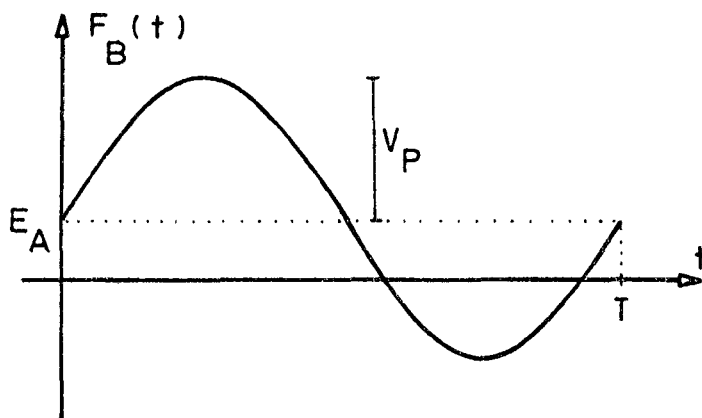


Figura A-2.2. Forma de onda senoidal com nível cc

Substituindo a expressão (A-2.5) na fórmula definição do valor eficaz, equação (A-2.1), tem-se:

$$V_{EF} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_P \text{sen } \omega t + E_A)^2 \, dt} \quad (\text{A-2.6})$$

Resolvendo, resulta o valor eficaz:

$$V_{EF} = \sqrt{\frac{V_P^2}{2} + E_A^2} \quad (\text{A-2.7})$$

C) Sinal com vários termos senoidais

Seja o sinal:

$$V_C(t) = E_A + V_{P1} \text{ sen}\omega t + V_{P2} \text{ sen}2\omega t + \dots \quad (\text{A-2.8})$$

Substituindo o sinal $V_C(t)$ na expressão (A-2.1), resolvendo resulta o valor eficaz:

$$V_{EF} = \sqrt{E_A^2 + \frac{V_{P1}^2}{2} + \frac{V_{P2}^2}{2} + \dots} \quad (\text{A-2.9})$$

D) Senóide com retificação de meia onda

O sinal $F_D(t)$, da fig. A-2.3, é:

$$F_D(t) = \begin{cases} V_P \text{ sen } \omega t, & \text{para } 0 < t < T/2 \\ 0, & \text{para } T/2 < t < T \end{cases} \quad (\text{A-2.10})$$

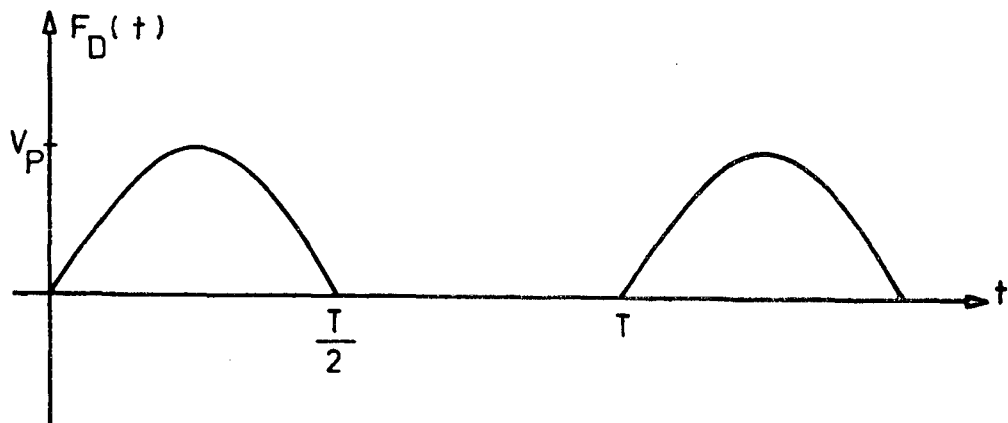


Figura A-2.3. Sinal senoidal retificado em meia onda.

Substituindo (A-2.10) na fórmula definição do valor eficaz, resulta:

$$V_{EF} = \frac{V_P}{2} \quad (\text{A-2.11})$$

que é o valor eficaz do sinal $F_D(t)$.

E) Senóide com retificação completa.

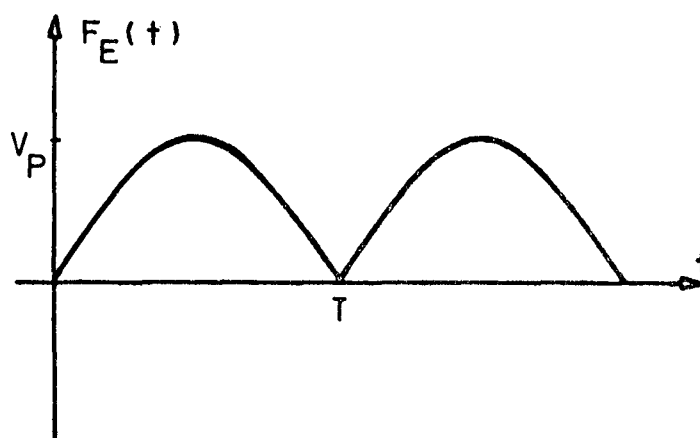


Figura A-2.4. Sinal senoidal retificado em onda completa.

O sinal $F_E(t)$ é:

$$F_E(t) = |V_P \text{ sen } \omega t| \quad (\text{A-2.12})$$

O valor eficaz do sinal $F_E(t)$ é:

$$V_{EF} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \quad (\text{A-2.13})$$

F) Sinal triangular

O sinal $F_F(t)$ (fig. A-2.5) é:

$$F_F(t) = \begin{cases} \frac{4V_P}{T} t, & \text{para } 0 < t < T/4 \\ \frac{-4V_P}{T} t + 2 V_P, & \text{para } T/4 < t < 3T/4 \\ \frac{4V_P}{T} t - 4 V_P, & \text{para } \frac{3T}{4} < t < T \end{cases} \quad (\text{A-2.14})$$

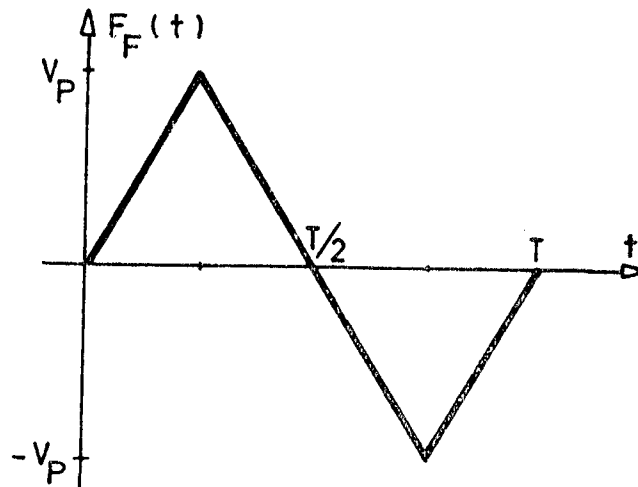


Figura A-2.5. Sinal triangular

Substituindo o sinal $F_F(t)$ na expressão (A-2.1), e resolvendo, resulta o valor eficaz para o sinal $F_F(t)$:

$$V_{EF} = \frac{V_P}{\sqrt{3}} \quad (\text{A-2.15})$$

G) Onda quadrada

A onda quadrada da fig. A-2.6 é dada por:

$$F_G(t) = \begin{cases} V_P, & \text{para } 0 < t < T/2 \\ -V_P, & \text{para } T/2 < t < T \end{cases} \quad (\text{A-2.16})$$

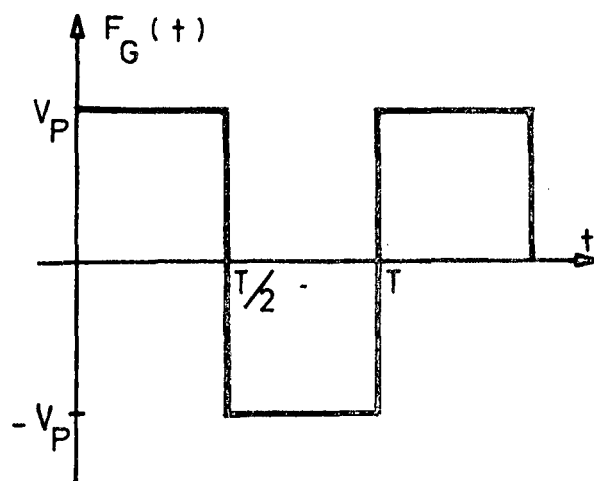


Figura A-2.6. Onda quadrada.

Calculando o valor eficaz do sinal $F_G(t)$, de acordo com a expressão (A-2.1), resulta:

$$V_{EF} = V_P \quad (\text{A-2.17})$$

H) Trem de pulsos com valor médio nulo

O trem de pulsos da fig. A-2.7 é:

$$F_H(t) = \begin{cases} V_P, & \text{para } 0 < t < t_a \\ -V_G, & \text{para } t_a < t < T \end{cases} \quad (\text{A-2.18})$$

Como o trem de pulsos possui valor médio nulo, pode-se escrever, com base na fig. A-2.7:

$$V_P \cdot t_a = (T - t_a) \cdot V_G \quad (\text{A-2.19})$$

Substituindo o sinal $F_H(t)$, dado pela expressão (A-2.18), na equação (A-2.1), e utilizando a expressão (A-2.19), resulta o valor eficaz de $F_H(t)$, dado por:

$$V_{EF} = V_P \sqrt{\frac{t_a}{T-t_a}} \quad (\text{A-2.20})$$

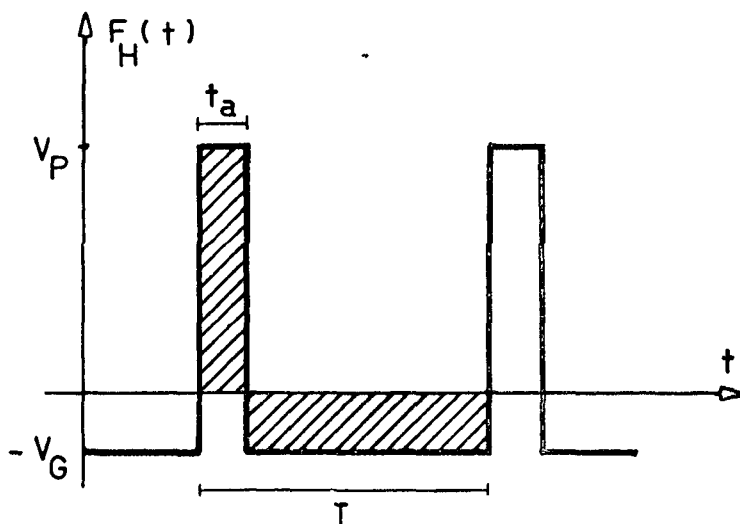


Figura A-2.7. Trem de pulsos com valor médio nulo.

I) Trem de pulsos com nível cc

O trem de pulsos $F_I(t)$, da fig. A-2.8, é dado por:

$$F_I(t) = \begin{cases} V_P, & \text{para } 0 < t < t_a \\ E_A, & \text{para } t_a < t < T \end{cases} \quad (\text{A-2.21})$$

Calculando o valor eficaz do sinal $F_I(t)$, pela expressão (A-2.1), resulta:

$$V_{EF} = \sqrt{(V_P^2 - E_A^2)t_a/T + E_A^2} \quad (\text{A-2.22})$$

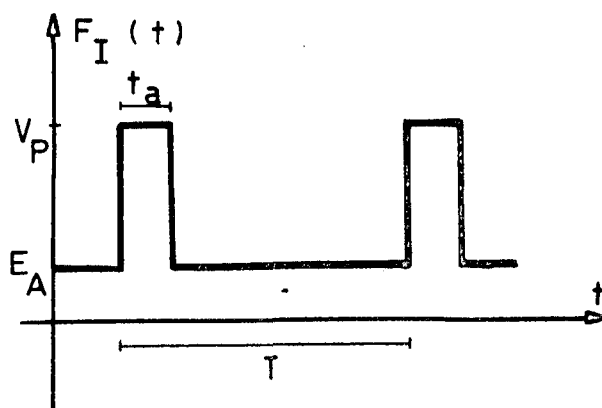


Figura A-2.8. Trem de pulsos com nível cc.

J) Trem de pulsos com base nula

O trem de pulsos $F_J(t)$, da fig. A-2.9, é:

$$F_J(t) = \begin{cases} V_P, & \text{para } 0 < t < t_a \\ 0, & \text{para } t_a < t < T \end{cases} \quad (\text{A-2.23})$$

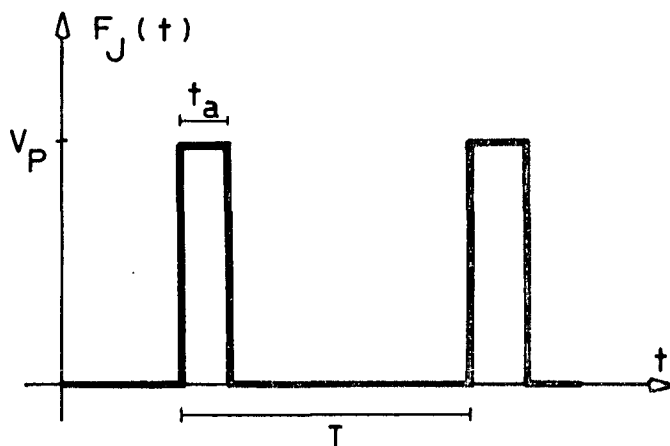


Figura A-2.22. Trem de pulsos com base nula.

Na equação (A-2.22), colocando $E_A = 0$, resulta o valor eficaz para o sinal $F_J(t)$:

$$V_{EF} = V_P \sqrt{\frac{t_a}{T}} \quad (\text{A-2.24})$$

A P Ê N D I C E 3

MOSTRADOR DIGITAL

Neste apêndice será apresentado o mostrador digital, com suas principais características.

É um voltímetro cc digital, formado pelo conversor analógico digital ICL7107. Todos os componentes ativos necessários para a conversão A/D, estão contidos em um único circuito integrado CMOS, incluindo decodificadores de sete segmentos, excitadores de segmentos, referência e clock. Pode ser conectado diretamente a um mostrador de 3 1/2 dígitos, composto por diodos emissores de luz. O valor de plena escala é selecionado por uma tensão de referência externa. Os casos mais comuns são para referências de 100,0 mV e 1000 mV, obtendo-se fundo de escala de 200,0 mV e 2000 mV, respectivamente. Para tensões de entrada maiores que o fundo de escala, a indicação de sobreexcursão é realizada com o dígito 1, ficando desativados os demais dígitos. Possui indicação automática de polaridade, onde sinais positivos são indicados com a ausência de sinal. Apresenta uma entrada teste, que possibilita verificar-se o funcionamento de todos os segmentos do mostrador, bastando conectar na entrada teste a tensão de alimentação positiva [14].

Na figura A-3.1, pode ser visto o circuito do mostrador digital. Os componentes passivos utilizados são os recomendados pelo fabricante [14]. Utilizou-se circuitos isoladores/inversores para proporcionar a devida corrente aos diodos de cada segmento, possibilitando melhor desempenho ao conversor A/D 7107. Os mostradores utilizados são FND560 e FND501, que possuem conexão de catodo comum.

O circuito apresenta fundo de escala de 2000 mV, cuja tensão de referência de 1000 mV é ajustada pelo potenciômetro de 200 k Ω . A adição de mais um isolador na saída de polaridade (pino 20 do 7107), permite a indicação + aos sinais positivos. Utilizou-se, para a proteção da entrada, dois transistores BC548 conec

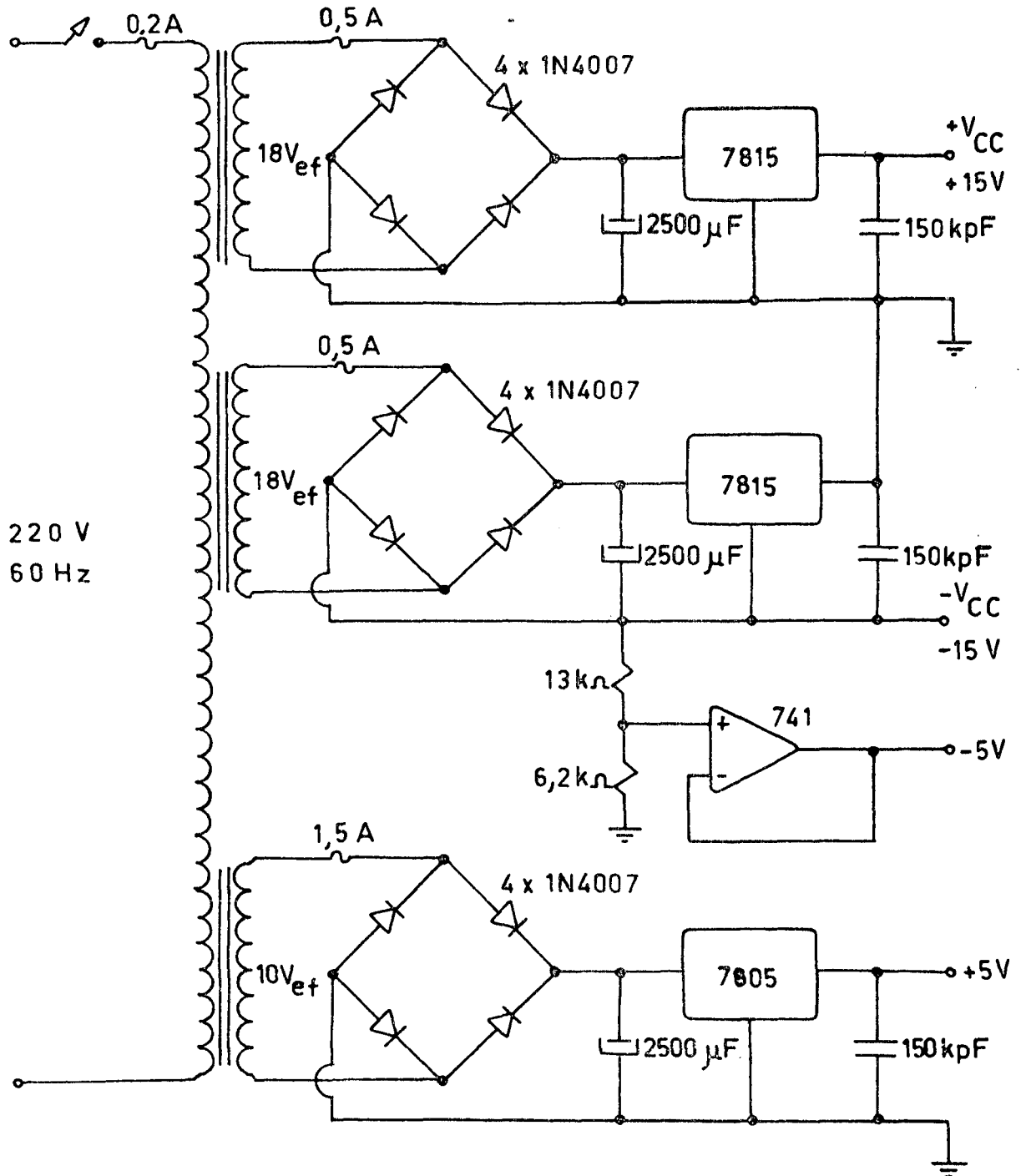
tados como diodos, que deste modo apresentam baixa corrente de fuga, limitando a tensão de entrada em no máximo $\pm 3,5$ V.

A indicação de saturação de escala para o valor eficaz é proporcionada pelo próprio 7107, com a leitura +1 no mostrador. A indicação de sobreexcursão na entrada do CVE, para sinais com alto fator de crista é feita pelo circuito indicador de saturação de escala, que por meio de um circuito monoestável aciona todos os segmentos do mostrador, utilizando a entrada teste do 7107 (pino 37), apresentando a leitura -1888.

A chave CH_{1D} proporciona o posicionamento do ponto decimal, selecionado de acordo com a amplitude do sinal de entrada.

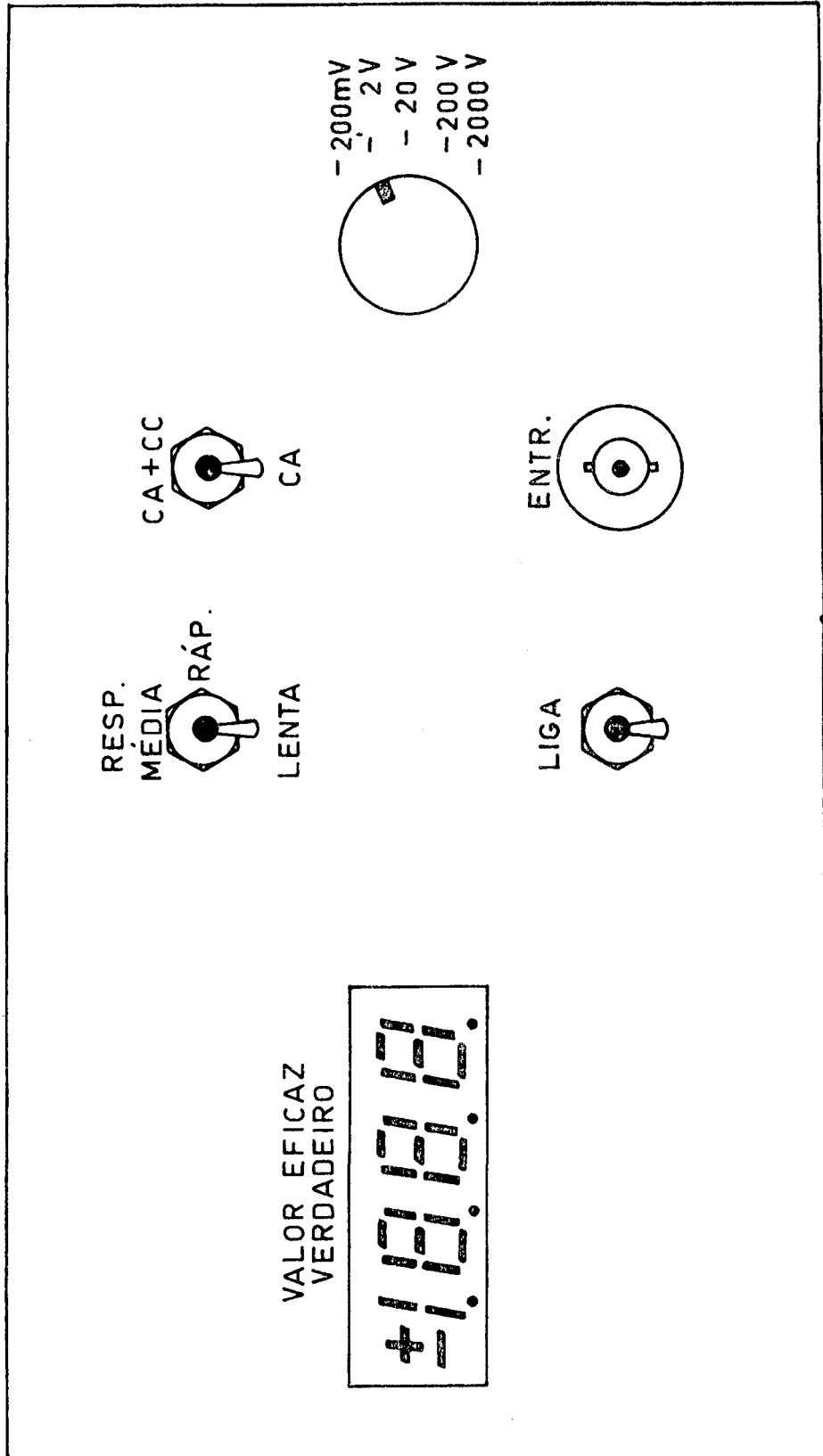
A P Ê N D I C E 4

FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO MEDIDOR



A P Ê N D I C E 5

PAINEL DO PROTÓTIPO



A P Ê N D I C E 6

EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

- Osciloscópio com memória - TEKTRONIX 434
- Osciloscópio com memória - TEKTRONIX 564B
- Calibrador padrão - FLUKE 760A
- Fonte de Alimentação - HEWLETT-PACKARD 6217A
- Gerador de pulsos - GENERAL RADIO COMPANY TYPE 1398-A
- Gerador senoidal - HEWLETT-PACKARD 651B
- Gerador de funções - HEWLETT-PACKARD 3310A
- Multímetro digital (4 1/2 dígitos) - TEKTRONIX DM-501

A P Ê N D I C E 7

OPERAÇÃO RAIZ QUADRADA IMPLÍCITA

A conversão implícita, utilizada no medidor de valor eficaz, permite a obtenção da operação raiz quadrada implicitamente, por meio do laço de realimentação da saída.

Na figura A-7.1, mostra-se o diagrama em blocos do conversor de valor eficaz (CVE), utilizando o método implícito, com um módulo multiplicador-divisor (xy/z).

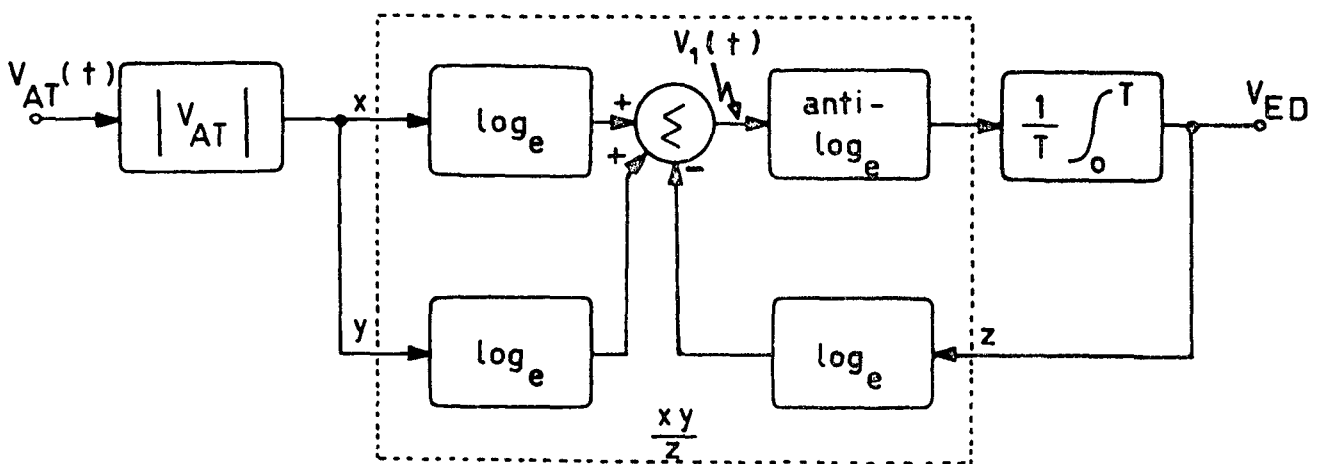


Figura A-7.1. Conversor de valor eficaz - método implícito.

O sinal $V_1(t)$, na saída do circuito somador, é dado por:

$$V_1(t) = \ln|V_{AT}(t)| + \ln|V_{AT}(t)| - \ln V_{ED} \quad (A-7.1)$$

A expressão (A-7.1), de acordo com as propriedades dos logaritmos, pode ser escrita por:

$$V_1(t) = \ln \frac{|V_{AT}(t)|^2}{V_{ED}} \quad (\text{A-7.2})$$

Assim, o sinal de saída, V_{ED} , será:

$$V_{ED} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{|V_{AT}(t)|^2}{V_{ED}} dt \quad (\text{A-7.3})$$

Se a constante de tempo do circuito integrador for bem maior do que o período do sinal de entrada $V_{AT}(t)$, o sinal V_{ED} será contínuo, independente do tempo, e a expressão (A-7.3) poderá ser escrita por:

$$V_{ED}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T |V_{AT}(t)|^2 dt \quad (\text{A-7.4})$$

Como,

$$|V_{AT}(t)|^2 = V_{AT}^2(t) \quad (\text{A-7.5})$$

resulta:

$$V_{ED} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{AT}^2(t) dt} \quad (\text{A-7.6})$$