

MEDIDOR DE POTÊNCIA DE
MICROONDAS

GERVÁSIO P. DOS SANTOS CAVALCANTE



C376m Cavalcante, Gervásio Protásio dos Santos.
Medidor de potência de microondas / Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante. - Campina Grande, 1974.
76 f.

Dissertação (Mestrado em Ciências) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1974.
"Orientação : Prof. Gurdip Singh Deep".
Referências.

1. Microondas - Potência. 2. Medidor de Potência. 3. Transdutores. 4. Dissertação - Ciências. I. Deep, Gurdip Singh. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). III. Título

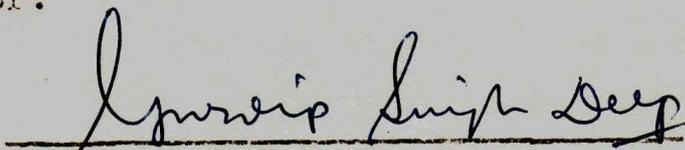
CDU 621.37(043)

MEDIDOR DE POTÊNCIA DE MICROONDAS

GERVÁSIO PROTÁSIO DOS SANTOS CAVALCANTE

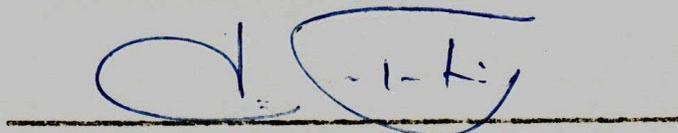
TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS CURSOS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIA (M.Sc.)

Aprovada por:

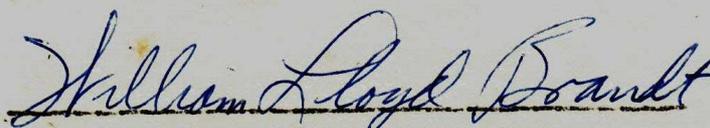


GURDIP SINGH DEEP

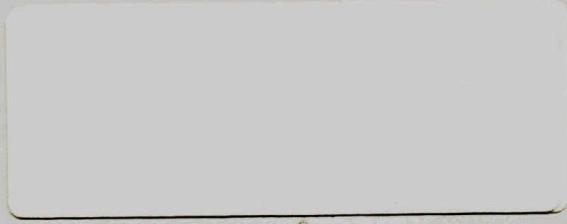
- Orientador -



EVANDRO CONFORTI



WILLIAM LLOYD BRANDT



CAMPINA GRANDE

ESTADO DA PARAÍBA - BRASIL

OUTUBRO - 1974

ABSTRACT

This paper discusses the development of a prototype power meter for microwaves, using thermistors as transducers.

Various measuring devices are considered and analyzed, to explain the selection of the one best suited to the desired characteristics.

RECEIVED

APR 10 1954

PHYSICS DEPARTMENT

UNIVERSITY OF CALIFORNIA

BERKELEY, CALIF.

LIBRARY

RESUMO

O presente trabalho trata do desenvolvimento de um protótipo de medidor de potência na faixa de microondas, utilizando termistores como transdutores.

Diversos métodos de medida são considerados e analisados justificando-se a escolha do que melhor se adapta as considerações e características desejadas.

CONTEÚDO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.1 - Detetores de Potência de <u>Microondas</u>	2
1.1.1 - Termopar.....	2
1.1.2 - Bolometro.....	3
1.2 - Medidores de Potência de <u>Microondas</u>	3
1.2.1 - Ponte DC Desbalanceada.....	4
1.2.2 - Ponte Balanceada Manualmente.....	5
1.2.3 - Ponte AC Auto-Balanceada.....	6
1.2.4 - Ponte DC Auto-Balanceada <u>Compensada</u> em Temperatura.....	7
1.3 - Escopo.....	10
CAPÍTULO 2 - CONSIDERAÇÕES SOBRE PRECISÃO.....	11
2.1 - Erro por Descasamento.....	11
2.2 - Perdas de RF.....	11
2.3 - Erro de Substituição de Potência..	11
2.4 - Erro de Instrumentação.....	12
2.5 - Fator de Calibração.....	12
2.6 - Eficiência Efetiva.....	12
CAPÍTULO 3 - PROJETO DO MEDIDOR.....	14
3.1 - Especificações.....	14
3.2 - Descrição dos Vários Blocos do <u>Medidor</u>	14

3.2.1 - Conjunto C_I	16
3.2.2 - Considerações sobre o Projeto das Pontes.....	17
3.2.3 - Somador.....	20
3.2.4 - Subtrator.....	21
3.2.5 - Multiplicador.....	22
3.2.6 - Amplificador do Fator de Calibração.....	23
3.2.7 - Painel de Medida.....	28
3.2.8 - Zero-Automático.....	30
3.2.9 - Fonte DC Regulada.....	34
 CAPÍTULO 4 - RESULTADOS E TESTES.....	 37
4.1 - Conectores, Controles e Indicadores.....	37
4.2 - Instrução de Operação do Medidor..	41
4.2.1 - Medição de Potência com Precisão..	41
4.3 - Pontos de Testes dos Vários Blocos	42
4.3.1 - Condições de Teste.....	42
4.4 - Testes das Placas de Circuito <u>Im</u> presso.....	45
4.4.1 - Placa Nº 1.....	45
4.4.2 - Placa Nº 2.....	47
4.4.3 - Placa Nº 3.....	47
4.4.4 - Placa Nº 4.....	51
4.4.5 - Placa Nº 5.....	51
 CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES.....	 54

CAPÍTULO 6 - LISTA DE MATERIAL.....	55
6.1 - Material Elétrico.....	55
6.2 - Material Mecânico.....	59
APÊNDICE A - TERMISTORES COM COEFICIENTE NEGATI VO DE TEMPERATURA.....	60
A.1 - Levantamento das Curvas Caracterís ticas dos Termistores.....	60
APÊNDICE B - ESPECIFICAÇÕES E DIAGRAMAS DE CO NECÇÕES DOS COMPONENTES.....	65
APÊNDICE C - SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA	70
BIBLIOGRAFIA.....	75

LISTA DE FIGURAS

1 - Termopar.....	2
1.1 - Ponte DC Desbalanceada.....	4
1.2 - Ponte Balanceada Manualmente.....	5
1.3 - Ponte AC Auto-Balanceada.....	7
1.4 - Ponte DC Auto-Balanceada.....	9
3.1 - Diagrama de Blocos do Medidor.....	15
3.2 - Conjunto C _I	19
3.3 - Circuito Somador.....	21
3.4 - Circuito Subtrator.....	22
3.5 - Amplificador de Faixas.....	23
3.6 - Circuito Multiplicador.....	24
3.7 - Amplificador do Fator de Calibração e Chave de Faixas.....	26
3.8 - Amplificador do Fator de Calibração...	25
3.9 - Estágio de Calibração das Faixas.....	29
3.10 - Diagrama de Blocos do Zero-Automático.	30
3.11 - Circuito de Análise do Zero-Automático	32
3.12 - Circuito do Zero-Automático.....	33
3.13 - Fonte de Tensão de Referência do Zero- Automático.....	35
3.14 - Fonte de Tensão $\pm 15V$	36
4.1 - Conectores, Controles e Indicadores do Painel Frontal.....	38
4.2 - Painel de Fundo.....	40
4.3 - Locação dos Pontos de Teste do Medidor	44

4.4 - Placa Nº 1.....	46
4.5 - Placa Nº 2.....	48
4.6 - Placa Nº 3.....	49
4.7 - Placa Nº 4.....	52
4.8 - Placa Nº 5.....	53
A.1 - Gráfico Tensão-Corrente do Termistor de RF.....	63
A.2 - Curvas Características Resistência-Cor rente dos Termistores.....	64
C.1 - Sistema de Transmissão de Potência....	74

SIMBOLOGIA

AF	-	Frequência de Áudio.....
AC	-	Corrente Alternada.....
AMP-OP	-	Amplificador Operacional.....
B	-	Bolometro.....
C _I PT	-	Ponto de Teste do Conjunto I.....
C _{II} PT	-	Ponto de Teste do Conjunto II.....
Con	-	Conector.....
Comp	-	Compensação.....
CW	-	Onda Contínua.....
CH	-	Chave.....
Drift	-	Deriva Térmica.....
DC	-	Corrente Contínua.....
E _{AF}	-	Tensão de Frequência de Áudio.....
F.E	-	Fundo de Escala.....
Fat. Cal.	-	Fator de Calibração.....
FET	-	Transistor de Efeito de Campo.....
Galv.	-	Galvanômetro.....
I _T	-	Corrente no Termistor.....
Inv.	-	Inversor.....
I _D	-	Corrente de Drain.....
L.T.	-	Linha de Transmissão.....
Miliamp.	-	Miliamperímetro.....
Met. Flm.	-	Metal Film.....
Mult.	-	Multiplicador.....

Polst. - Poliéster.....
 R_0 - Resistência de Baixo Coeficiente Térmico
 RF - Frequência de Rádio.....
 Rot. - Rotativa.....
 R_{FC} - Resistência do Fator de Calibração.....
 R_{CAL} - Resistência de Calibração.....
 R_C - Termistor de Compensação.....
 R_D - Termistor de RF.....
 R_T - Resistência do Termistor.....
 SWR - Taxa de Onda Estacionária.....
 Sil. - Silício.....
 Sec. - Secundário.....
 Transt. - Transistor.....
 T - Transistor.....
 Tr - Transformador.....
 V_T - Tensão no Termistor.....
 V_{REF} - Tensão de Referência.....
 V_{ERRO} - Tensão de Erro.....
 V_{FC} - Tensão na Saída do AMP-OP do Fat. Cal. ..
 V_S - Tensão de Saída do Medidor.....
 VTVM - Voltímetro a Válvula.....

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A faixa de microondas compreende frequências desde 300 MHz a 200 GHz. Nestas frequências a teoria de circuitos (Leis de Kirchoff) não mais descreve o comportamento do sistema. Não é feita mais medidas de corrente e tensão (que variam de ponto a ponto), mas sim do gradiente de tensão (campo elétrico) e do gradiante de corrente (campo magnético). A relação, num dado ponto, entre o campo elétrico e o magnético é chamada impedância no ponto.

A densidade de potência de microondas é o produto do campo elétrico e magnético no ponto. A potência pode ser obtida a partir da integral da densidade de potência na área considerada.

Nos meios mais simples, como o ar por exemplo, a relação entre o campo elétrico e magnético (impedância) é constante e igual a 120π ohms. Neste caso para obter a potência basta medir o campo elétrico ou o magnético, o que é feito com uma antena dipolo ou loop respectivamente.

Já em guia de ondas não é possível medir a impedância, então o método acima não pode ser aplicado. Neste caso são usados materiais que absorvem a energia de microondas transformando-a em outro tipo de energia mensurável.

Este método é analisado neste capítulo mostrando alguns transdutores termoelétricos, bem como sua utilização em um protótipo.

1.1 - Detetores de Potência de Microondas

Os transdutores termoelétricos mais usados na prática para detecção de potência são: os termopares e os bolômetros.

1.1.1 - Termopar [11]

O termopar está sendo usado recentemente como sensor de potência de microondas. O efeito termoelétrico produz uma diferença de tensão crescente com a diferença de temperatura dos elementos, na faixa desejada.

Os elementos bismuto e antimônio (Fig. 1) formam junções em filme fino. Uma destas junções chamada "Quente" é exposta a potência de microondas. A outra junção chamada "Fria" é isolada da potência de microondas. As junções "Quente" e "Fria" são ligadas de modo a gerar diferenças de tensão de polaridades opostas. Sem potência de microondas o efeito da temperatura ambiente afeta igualmente as duas junções, portanto nenhuma tensão aparece nos terminais de saída. Quando potência de microondas é aplicada à junção "Quente" a diferença de tensão desta junção excede a da junção "Fria", gerando conseqüentemente uma tensão termoelétrica proporcional à potência de microondas.

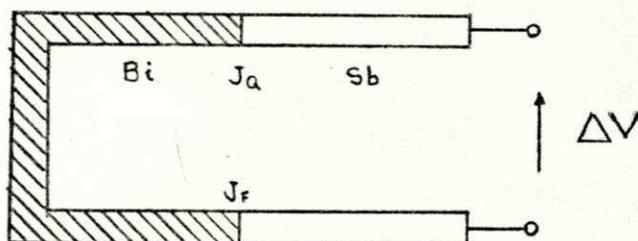


Fig. 1 - Termopar

1.1.2 - Bolometro [1]

"Bolometro" é um termo geral aplicado a vá-
rios dispositivos cuja resistência varia com a tempe-
ratura.

Potência média de microondas em torno de
10 mW é usualmente medida com bolômetros. O princípio
básico da medição é a variação da resistência do ele-
mento quando potência é aplicada. Esta variação pode
ser sentida por um circuito associado para medir po-
tência.

Dois tipos de bolômetros são comumente usa-
dos: barreteres e termistores.

Os barreteres são condutores constituídos de
um fio de platina blindado. Apresentam coeficiente po-
sitivo de temperatura.

Os termistores (Apêndice A) são semiconduto-
res de coeficiente negativo de temperatura.

Em medição de potência CW, embora tanto os
termistores como os barreteres podem operar na mesma
faixa de potência, cada um tem vantagens sobre o ou-
tro em algumas aplicações.

O termistor é mais sensível do que o barreter
sendo portanto mais usado para medir baixos níveis
de potência. É também elétrica e fisicamente mais re-
sistente que o barreter.

1.2 - Medidores de Potência de Microondas

Nesta seção são descritos sucintamente al-
guns medidores de potência (contidos na bibliografia)
e suas características principais.

1.2.1 - Ponte DC Desbalanceada [11]

Um dos métodos mais simples de medir potência é colocar um termistor em um braço de uma ponte DC de Wheatstone como visto na Fig. 1.1.

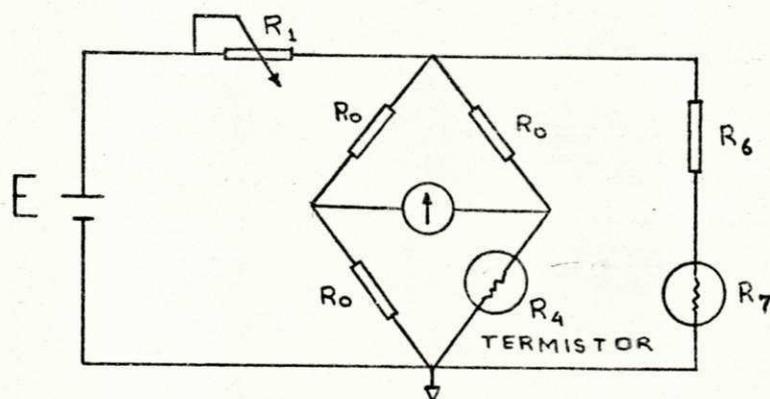


Fig. 1.1 - Ponte DC Desbalanceada

R_1 é ajustada de maneira que a corrente no termistor R_4 deixe sua resistência igual a R_0 balanceando a ponte. Quando potência de microondas é aplicada ao termistor R_4 sua resistência decresce. A ponte é desbalanceada em proporção a potência aplicada. Esta tensão de desbalanceamento é indicada no medidor calibrado em mW.

O termistor R_7 deve ter as mesmas características e estar em proximidade térmica do termistor R_4 , porém isolado da potência de microondas. A redução de R_4 , por exemplo, devido ao aumento da temperatura ambiente desbalanceia a ponte. R_7 também reduz retirando corrente da ponte, baixando portanto a potência DC em R_4 . R_4 aumenta compensando a variação da temperatura ambiente, restabelecendo o balanço da ponte. Esta ponte apresenta: variação da temperatura ambiente li

mitada, resposta lenta devido ao tempo necessário para os termistores atingirem o equilíbrio térmico, faixa de operação em torno de 2 mW, precisão limitada.

1.2.2 - Ponte Balanceada Manualmente [11]

Na ponte balanceada manualmente é feita uma substituição direta da potência DC ou AC - baixa frequência por potência de microondas. Este método oferece alta precisão e ampla faixa dinâmica, porém é menos conveniente do que a ponte desbalanceada, devido ser muito lento. Existem 3 modos de operação com esta ponte: 1) tensão DC, 2) corrente DC e 3) tensão AC (o que será discutido aqui).

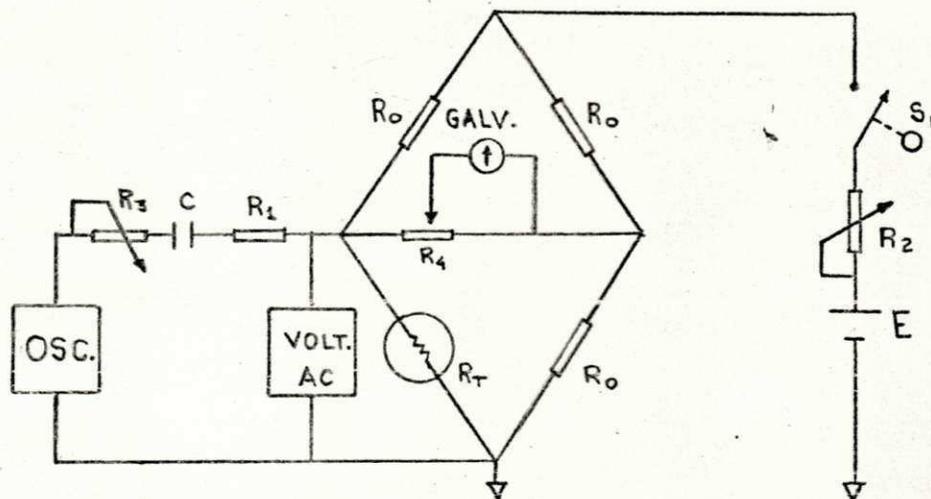


Fig. 1.2 - Ponte Balanceada Manualmente

Modo tensão AC:

Neste modo a chave S_1 é ligada fornecendo a polarização da ponte para o balanço inicial (Fig. 1.2).

Potência de microondas é aplicada ao bolome

tro e a ponte é balanceada com R_2 . A potência de microondas é retirada e substituída por potência de áudio de um oscilador restaurando o balanço pelo ajuste de R_3 . No balanço a tensão AF no voltímetro AC é lida e a potência calculada.

$$P = E_{AF}^2 / R_T \quad \text{onde } R_T = \text{resist\^encia do termis} \\ \text{tor}$$

portanto a potência de microondas aplicada é igual a potência de áudio calculada.

Nesta ponte a medida é lenta, o sistema não é compensado em temperatura. Requer instrumentos auxiliares. O bolometro opera em uma resist\^encia constante, que dá bom casamento com a linha de transmissão. A precisão desta ponte depende do voltímetro AC usado.

1.2.3 - Ponte AC Auto-Balanceada [2,11]

Nas pontes balanceadas automaticamente, a substituição AC e a leitura são feitas automaticamente, eliminando todas as operações feitas na ponte balanceada manualmente. Nesta ponte o bolometro é polarizado com uma combinação de potência AF e DC. Quando potência de microondas é aplicada ao bolometro, automaticamente a potência AF é reduzida, permanecendo a potência total no bolometro constante. Um VTVM registra o decréscimo de AF dando uma indicação da pot\^encia de microondas aplicada.

A ponte AC é um oscilador de Meacham de amplitude variável (Fig. 1.3). Quando a resist\^encia do bolometro é alta a realimentação positiva é muito grande, oscilações ocorrem realimentando potência ao bolo

metro baixando sua resistência até a ponte atingir o balanço. Se potência de microondas   aplicada ao bolo metro sua resistência diminui, automaticamente decresce a malha de realimenta o positiva, por uma quantidade igual   potência de microondas aplicada deixando a resistência ao bol metro sempre constante e dando a medida da potência em VTVM calibrado em mW.

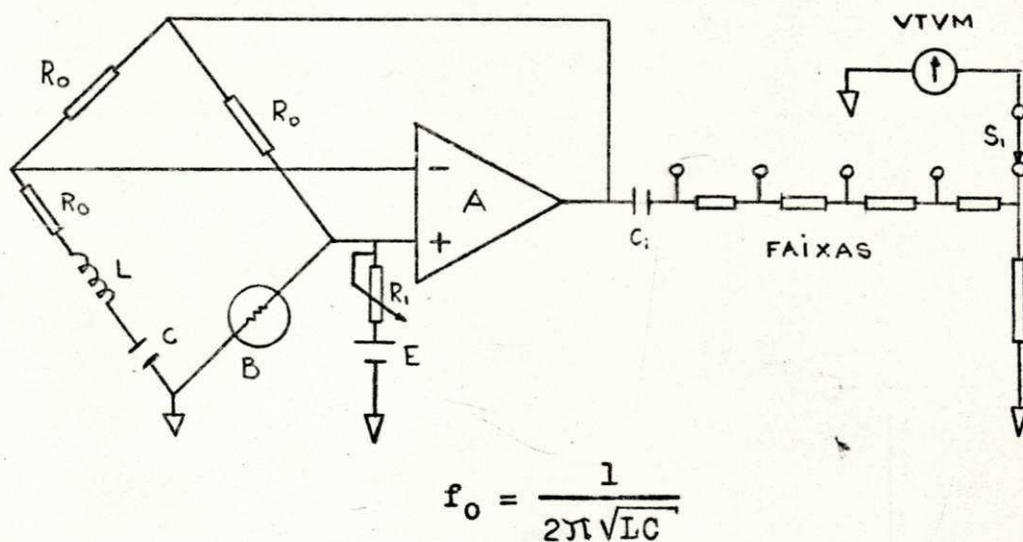


Fig. 1.3 - Ponte AC Auto-Balanceada

Esta ponte apresenta medidas rápidas, bom casamento com a linha de transmissão, precisão da potência substituída menor que 5%. As varia es da temperatura ambiente causam erros na leitura principalmente em faixas mais baixas. Faixa dinâmica de opera o de 0,0 a 10 mW.

1.2.4 - Ponte DC Auto-Balanceada Compensada em Temperatura [11]

Em todos os métodos discutidos até agora, não

existe uma maneira de distinguir entre as variações da temperatura ambiente e a potência de microondas aplicada ao bolometro em faixas baixas. A compensação descrita na ponte desbalanceada só é satisfatória para pequenas variações da temperatura ambiente. Quando a sensibilidade aumenta o problema torna-se mais sério. Na faixa de microwatts, por exemplo, é praticamente impossível medição com bolometros, sem que se compense as variações da temperatura ambiente.

O método usado para compensar as variações da temperatura ambiente é descrito abaixo.

Este método consiste de duas pontes DC auto-balanceadas com amplificadores diferenciais de alto ganho. Os termistores das pontes devem ter as mesmas características e devem estar em proximidade térmica. São ainda polarizados com DC dos amplificadores e os resistores da ponte são escolhidos de tal maneira a deixar a ponte balanceada.

O termistor da ponte I (Fig. 1.4) é exposto tanto a potência de microondas como as variações da temperatura ambiente. Qualquer variação da temperatura ambiente ou potência de microondas aplicada varia a resistência do termistor desbalanceando a ponte.

Quando potência de microondas é aplicada a ponte I ou a temperatura ambiente aumenta, a resistência do termistor decresce. Diminuindo portanto a corrente DC na malha de realimentação positiva, consequentemente a resistência do termistor aumenta restaurando o balanço da ponte. A substituição de potência DC por microondas no termistor dá uma indicação na saída da ponte proporcional a potência de microondas aplicada no termistor ou as variações da temperatura ambiente.

O termistor da ponte II deve ser exposto somente às variações da temperatura ambiente. A saída desta ponte, portanto dá somente indicação das flutuações da temperatura ambiente.

Quando os termistores estiverem polarizados no mesmo ponto de suas curvas características e potência de microondas não estiver sendo aplicada. A tensão V_I (na saída da ponte I) deve ser igual a V_{II} . Como as variações da temperatura ambiente afetam igualmente os termistores não há diferença entre V_I e V_{II} . Qualquer diferença que exista agora é devido a potência de microondas sendo aplicada na ponte I. Um circuito associado as pontes pode dar uma indicação direta da potência de microondas.

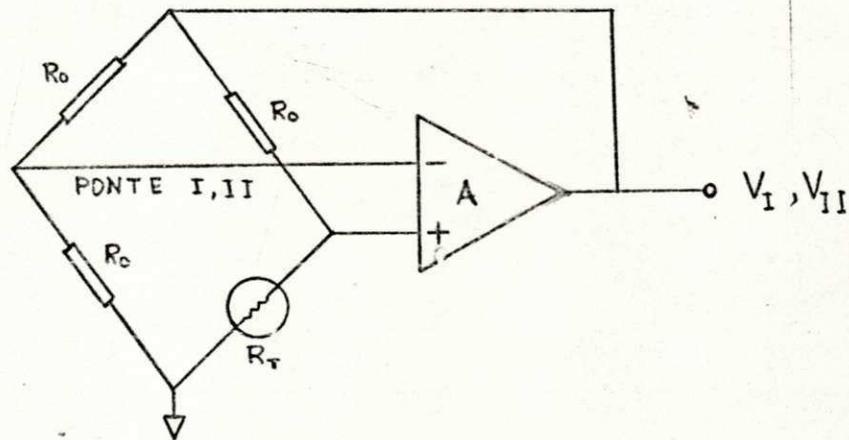


Fig. 1.4 - Ponte DC Auto-Balanceda

Este método apresenta baixo "Drift" nas faixas de microwatts. Neste caso, a resistência do termistor é constante o que dá bom casamento de impedância com a L.T. em todas as faixas de operação.

1.3 - Escopo

Dentre os vários métodos usados para medir potência de microondas citados neste capítulo as pontes auto-balanceadas AC ou DC apresentam algumas vantagens relativas. Porém, os circuitos associados a estas pontes usam componentes discretos. Surgindo portanto a idéia de se desenvolver o protótipo de um medidor de potência de microondas empregando a técnica moderna dos circuitos integrados, associada as vantagens relativas das pontes DC auto-balanceadas compensadas em temperatura e do ponto de vista econômico.

O desenvolvimento deste trabalho é feito nos capítulos subsequentes, bem como os resultados obtidos com esta técnica e suas dificuldades.

CAPÍTULO 2

CONSIDERAÇÕES SOBRE PRECISÃO

Neste capítulo são considerados os principais fatores que afetam a precisão da medição de potência de microondas, bem como a maneira de corrigi-los.

As maiores fontes de erro são: erro por descasamento, perdas de RF, erro de substituição de potência, erro de instrumentação.

2.1 - Erro por Descasamento

Em situações práticas raramente a fonte está casada com a carga (termistor). As perdas por descasamento em qualquer medida de potência dependem do SWR^* da fonte e da carga. Se um casador de impedância não é usado entre a fonte e a carga, estas perdas podem ser corrigidas com o fator de calibração (Ver- 2.5).

2.2 - Perdas de RF

São perdas na montagem do termistor. Estas perdas podem ser nas paredes do guia de onda, no dielétrico do capacitor, maus contatos nas conecções dentro da montagem, por radiação. Se um casador de impedância é usado entre a fonte e a carga, estas perdas podem ser corrigidas com o fator eficiência efetiva (Ver- 2.6).

2.3 - Erro de Substituição de Potência

O erro na substituição de potência DC por mi
(*) Taxa de Onda Estacionária

croondas é causado pela diferença do efeito de aquecimento no termistor, devido a mudança na distribuição espacial de corrente no termistor (primariamente o efeito pelicular). Este erro pode ser corrigido como no parágrafo anterior.

2.4 - Erro de Instrumentação

O erro de instrumentação é causado pelas imprecisões inerentes do medidor. Depende fundamentalmente dos componentes usados.

2.5 - Fator de Calibração

O fator de calibração é definido como a relação entre a potência DC substituída em um termistor e a potência de microondas incidente na montagem do termistor.

O fator de calibração é rotulado na montagem do termistor para corrigir as seguintes fontes de erro: 1) erro por descasamento, 2) perdas de RF, 3) erro de substituição de DC por microondas.

O fator de calibração é aplicado como um fator de correção para todas as medidas feitas sem "cassador" de impedância entre a fonte e a carga (termistor). [18]

2.6 - Eficiência Efetiva

A eficiência efetiva é definida como a relação entre a potência DC substituída em um termistor e a potência de microondas dissipada dentro da montagem do termistor.

A eficiência efetiva rotulada na montagem do termistor corrige as perdas de RF e o erro de substituição de potência. A eficiência efetiva é aplicada como um fator de correção quando um casador de impedância é usado entre a fonte e a carga.

CAPÍTULO 3

PROJETO DO MEDIDOR

Este capítulo descreve as especificações e todos os passos concernentes ao projeto dos vários blocos do medidor com suas características principais e dificuldades.

3.1 - Especificações

Medidor de potência de microondas usando termistor com montagem em guia de onda HP X486A de coeficiente negativo de temperatura e resistência nominal 100 ohms. Mede potência de microondas nas faixas de 10 μ Watts (-20 dBm) a 10 mW (+10 dBm) desde 2,6 a 18 GHz. Este medidor é automático, auto-balanceado, compensado em temperatura e desenvolvido com circuitos integrados. Possui sete faixas com deflexões máximas de 10, 30, 100 e 300 μ W, 1, 3 e 10 mW. Tem ajuste de fator de calibração: com chave rotativa de 11 posições normalizada de acordo com as especificações rotuladas no termistor com montagem. Circuito de ajuste de zero-fino: automático. Tensão da rede: 110/220 $V_{ac} \pm 20\%$, 50 - 60 Hz.

3.2 - Descrição dos Vários Blocos do Medidor

O medidor de potência de microondas consiste de duas partes maiores: o conjunto das pontes, C_I e o conjunto operacional, C_{II} . O diagrama de blocos simplificado do medidor é mostrado na Fig. 3.1. O conjunto C_I contém circuitos que formam as duas pontes de RF (ponte I) e de compensação (ponte II). Cada ponte

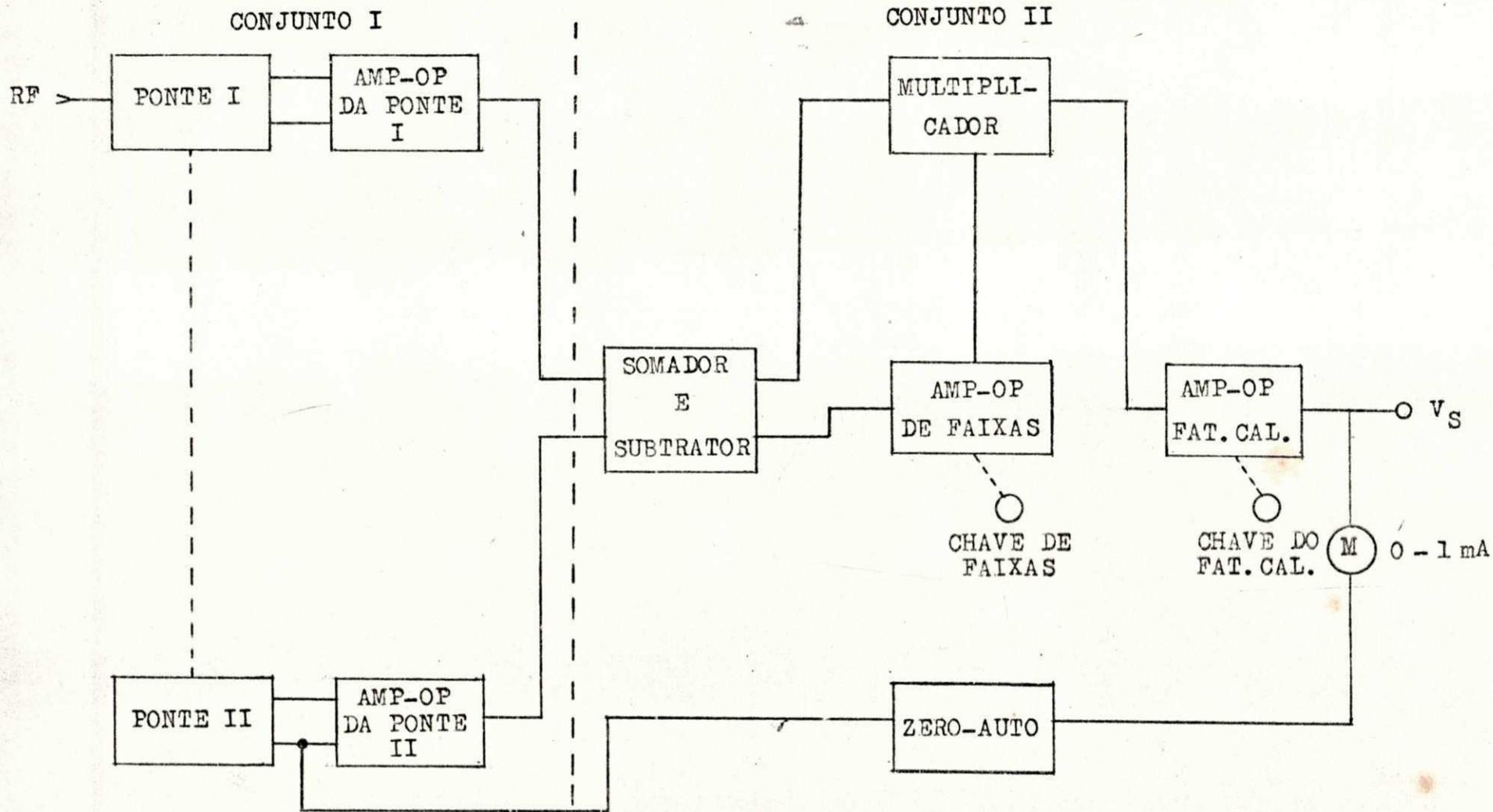


Fig. 3.1 - Diagrama de Blocos do Medidor

é automaticamente balanceada pela ação de um amplificador operacional de alto ganho realimentando corrente à ponte. A tensão V_{RF} na ponte I é função tanto da potência de microondas aplicada como das variações da temperatura ambiente. A tensão V_{COMP} na ponte II é função somente das variações da temperatura ambiente.

Conhecendo as tensões V_{RF} e V_{COMP} a potência de microondas pode ser calculada. O conjunto C_{II} processa as tensões V_{RF} e V_{COMP} em circuitos somador, subtrator e multiplicador, mostrando o resultado em um painel de medida calibrado em mW e dBm.

3.2.1 - Conjunto C_I

Para medir potência de microondas com o conjunto de pontes DC da Fig. 3.2, com o método descrito em (1.2.4), tem-se que: P_0 é a potência absorvida pelo termistor necessária para polarizá-lo em uma resistência de 100 ohms (valor no qual o termistor fica casado com o guia de onda). A ação do auto-balanceamento do circuito da ponte ajusta a potência DC tal que a potência total no termistor seja P_0 . P_0 pode ser dada em função da tensão de saída do circuito da ponte.

Na ponte I

$$P_0 = P_{\text{microondas}} + V_{RF}^2 / 16 R_T \quad (3.1)$$

onde R_T = resistência do termistor (no balanço).

Na ponte II a tensão V_{COMP} que depende só das variações da temperatura ambiente é tomada como referência para a medição de potência de microondas. Esta ponte inclui ajuste com (zero-manual) dado pelo resis

tor variável R_{11} e ajuste com (zero-automático) (3.2.8), tal que V_{COMP} pode ser feita igual a V_{RF} . Logo a potência P_o em função de V_{COMP} é dada por:

$$P_o = 0 + V_{COMP}^2 / 16 R_T \quad (3.2)$$

Combinando as equações (3.1) e (3.2) resulta que

$$P_{microondas} = \frac{1}{16 R_T} (V_{COMP} + V_{RF})(V_{COMP} - V_{RF}) \quad (3.3)$$

portanto a medição de potência de microondas reduz-se a fixar primeiro $V_{COMP} = V_{RF}$, depois aplicar potência de microondas, medir V_{COMP} e V_{RF} e calcular o resultado através da equação (3.3). Neste medidor o cálculo desta equação é feito pelo conjunto C_{II} mostrando o resultado em um painel de medida.

3.2.2 - Considerações sobre o Projeto das Pontes

a) Amplificador Operacional Usado:

Na maioria das aplicações DC o "drift" é uma das principais limitações. O "drift" em um AMP-OP é devido aos efeitos da temperatura nos transistores de entrada causando variações nas tensões e correntes de base. Outras considerações além do "drift" são relativas a ganho, rejeição de modo comum, tensão ou corrente máxima na saída.

Todos estes fatores foram levados em conta no projeto das pontes DC. Dentre os AMP-OP testados no circuito das pontes, tais como MC1741, o par casado LM747, o $\mu A725$ foi o que apresentou melhores características e desempenho prático para esse tipo de aplicação; baixo "drift", alto ganho, e ajuste de Off-Set.

b) Estágio de Ganho em Corrente:

Das curvas características Resistência x Corrente do termistor levantadas em uma temperatura ambiente de 25°C (Apêndice A), para uma corrente de 14,6 mA o termistor apresenta uma resistência de 100 ohms ($V_T = 1,46\text{ V}$). A condição de balanço da ponte requer $V_T \cong V_R$, portanto no outro braço da ponte circula uma corrente de 1,46 mA, perfazendo um total de 16 mA que deve ser fornecida a ponte. O AMP-OP μA725 bem como outros AMP-OP de baixa potência, apresentam valores típicos de corrente de saída da ordem de 10 mA. Sendo portanto necessário um circuito adicional de ganho em corrente que é dado pelos transistores T_1 e T_3 (Fig. 3.2). Os transistores T_2 e T_4 limitam estas correntes a um valor máximo permitido ser aplicado as pontes para não destruir os termistores.

Os resistores R_5 e R_{12} são calculados para uma corrente máxima na ponte de 18 mA.

$$R_{5, 12} = \frac{V_{BE}(T_2, T_4)}{I_{\max}}$$

Se uma das pontes, por exemplo, exige mais corrente do que 18 mA, (T_2, T_4) conduz fortemente ($V_{BE} \cong 0,7$) aumentando a corrente de coletor, o que leva o AMP-OP a saturar

$$\frac{V_6 - V_B}{3,3K} = I_C(T_2, T_4)$$

V_B = Tensão na base de (T_1, T_3)

V_6 = Tensão no pino 6

limitando também a corrente de coletor.

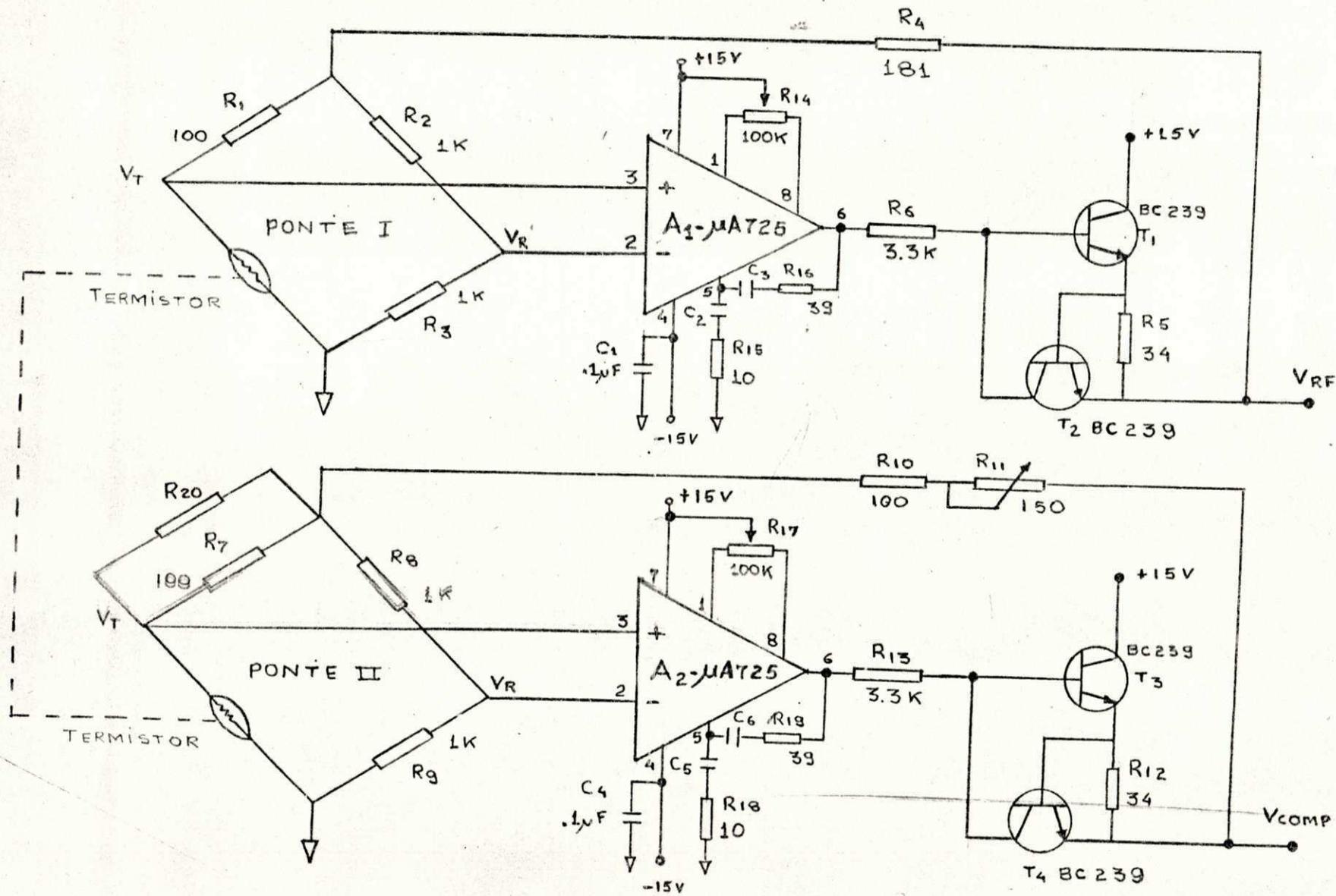


Fig. 3.2 - Conjunto C_I

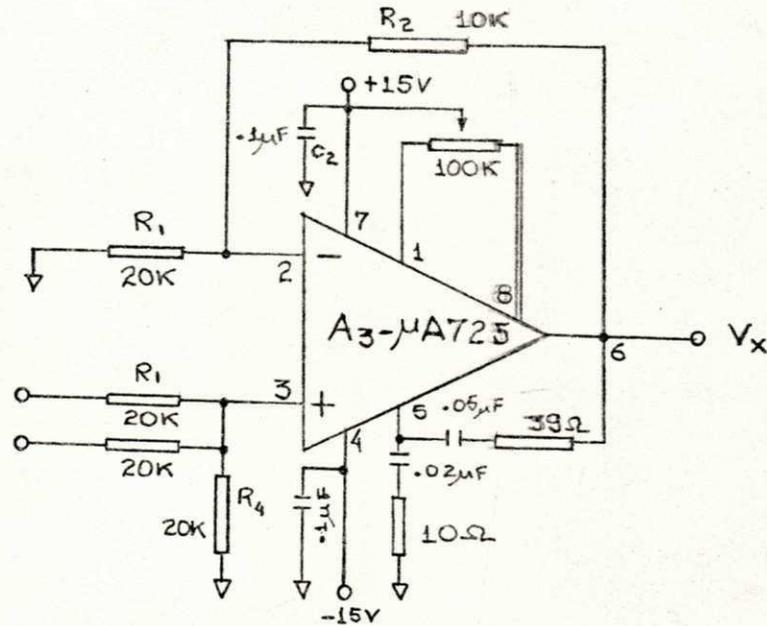
No conjunto C_I algumas dificuldades surgiram na polarização dos termistores, pois uma resistência de 100 ohms seria necessária para o casamento do termistor com o guia de onda. As especificações do termistor com montagem não permitem mais do que 10 mA de corrente no termistor. De acordo com o (Apêndice A) para 10 mA a resistência do termistor é de 150 ohms medida em uma temperatura ambiente de 25°C . Nas faixas de $10\ \mu\text{W}$, por exemplo, a potência de microondas aplicada ao termistor era parcialmente refletida pelo descasamento de impedância do guia de onda com o termistor, não sendo possível medidas nesta faixa.

Com o aumento da corrente de polarização sem observar as especificações do termistor, a resistência de 100 ohms foi conseguida sem destruí-lo. Foi observado na saída das pontes que para $10\ \mu\text{W}$ de potência de microondas aplicada surgia um pequeno sinal diferencial da ordem de 1,5 mV. Quando usado como amplificador das pontes, o LM747 cujo "drift" é da mesma ordem que o sinal diferencial detetado, para $10\ \mu\text{W}$ aplicado, não foi possível efetuar medidas nesta faixa. Este amplificador foi substituído pelo $\mu\text{A}725$ de baixo "drift" e a medida nesta faixa tornou-se possível.

3.2.3 - Somador

A soma das duas tensões V_{RF} e V_{COMP} na saída da ponte é feita pelo AMP-OP $\mu\text{A}725$ (Fig. 3.3) devido as características citadas em (3.2.2). Os níveis de entrada V_{COMP} e V_{RF} são altos sendo necessário atenuar o sinal de saída do AMP-OP para evitar a saturação. A soma dos dois sinais de entrada é aplicada diretamente em uma das entradas do multiplicador. Os re

sistores do circuito foram escolhidos para apresentar uma impedância de entrada da ordem de 30K para retirar pouca corrente do circuito das pontes.



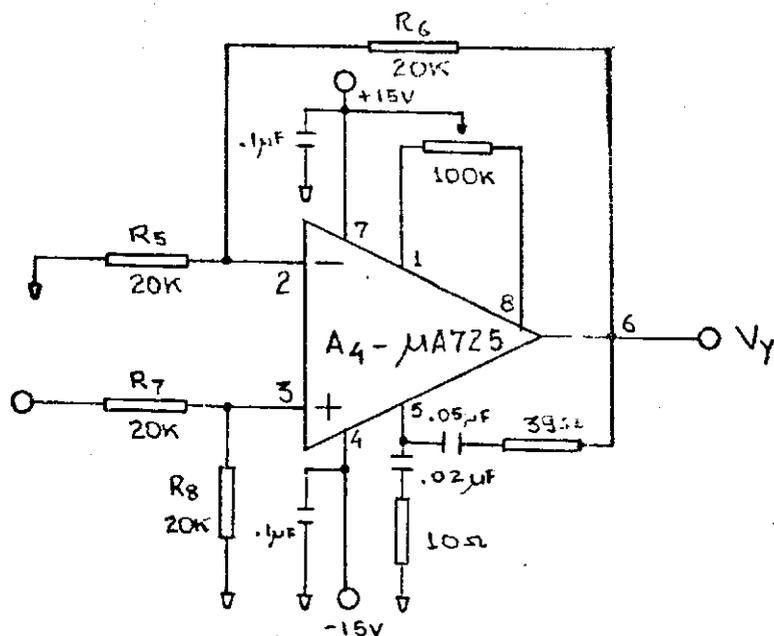
$$V_X = \frac{V_{\text{COMP}} + V_{\text{RF}}}{2}$$

$$Z_{\text{IN}} = \frac{3}{2} R_1 = 30\text{K para cada entrada}$$

Fig. 3.3 - Circuito Somador

3.2.4 - Subtrator

Os dois sinais de saída das pontes são subtraídos neste estágio pelo AMP-OP μA725 (Fig. 3.4). O sinal de saída deste estágio é aplicado na entrada não inversora de um AMP-OP das faixas de medida (Fig. 3.5). Os resistores foram escolhidos iguais a 20K (com boa estabilidade térmica) pelas mesmas razões expostas no parágrafo anterior.



$$V_Y = (V_{\text{COMP}} - V_{\text{RF}})$$

Fig. 3.4 - Circuito Subtrator

3.2.5 - Multiplicador

O multiplicador usado para processar os dois sinais de saída dos circuitos somador e subtrator é o MC1494 (Fig. 3.6), devido a sua excelente linearidade e um erro máximo de 1% (F.E).

Nas faixas de μ Watts o sinal de saída do subtrator é da ordem de alguns milivolts, o que levaria o multiplicador operar em uma região muito afetada pelo "drift". Um estágio de amplificação (Fig. 3.5) é colocado na saída do subtrator. O ganho que este estágio recebe nas várias faixas é depois atenuado pelos resistores (de outra chave de faixa) em série com o miliamperímetro.

Por razões práticas nas faixas de 0,01, 0,03, 0,1 e 0,3 mW este ganho é fixado em 50 (para valores maiores dificilmente se consegue zerar o miliamperímetro). Nas faixas de 1,3 e 10 mW o ganho é fixado em 3.

A saída do multiplicador é dada por:

$$V_{MULT} = K \frac{G_F}{2} (V_{COMP} + V_{RF})(V_{COMP} - V_{RF})$$

onde K é o fator de escala do multiplicador [7] igual a 1/10; G_F é o ganho do AMP-OP A₅ (Fig. 3.5) na faixa correspondente.

As limitações do MCl494 quanto a estabilidade térmica e ajuste de Off-Set foram parcialmente eliminadas com o uso de componentes externos de boa qualidade e potenciômetros de ajustes finos.

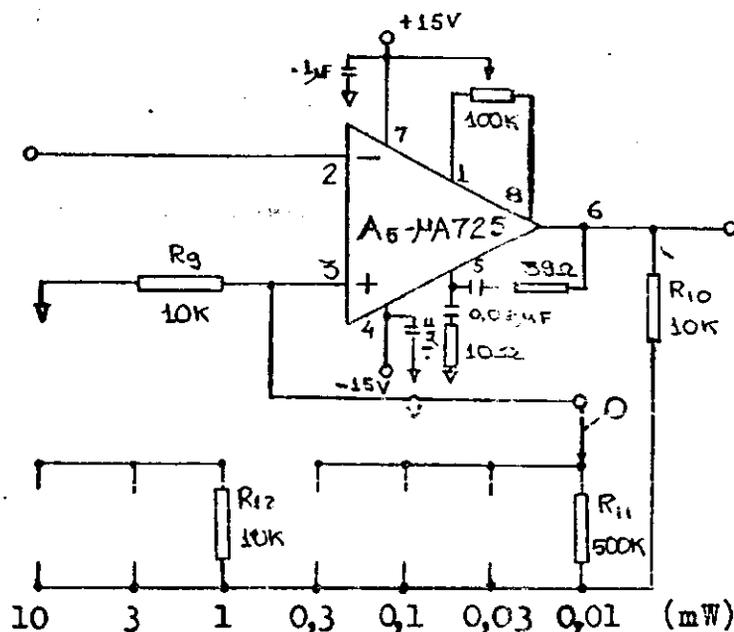


Fig. 3.5 - Amplificador de Faixas

3.2.6 - Amplificador do Fator de Calibração

Como discutido em (2.5) a amplificação que o sinal recebe no AMP-OP A725 (Fig. 3.7) depende do fator de calibração rotulado na montagem do termistor. Essa amplificação é fixada através de uma chave rotati

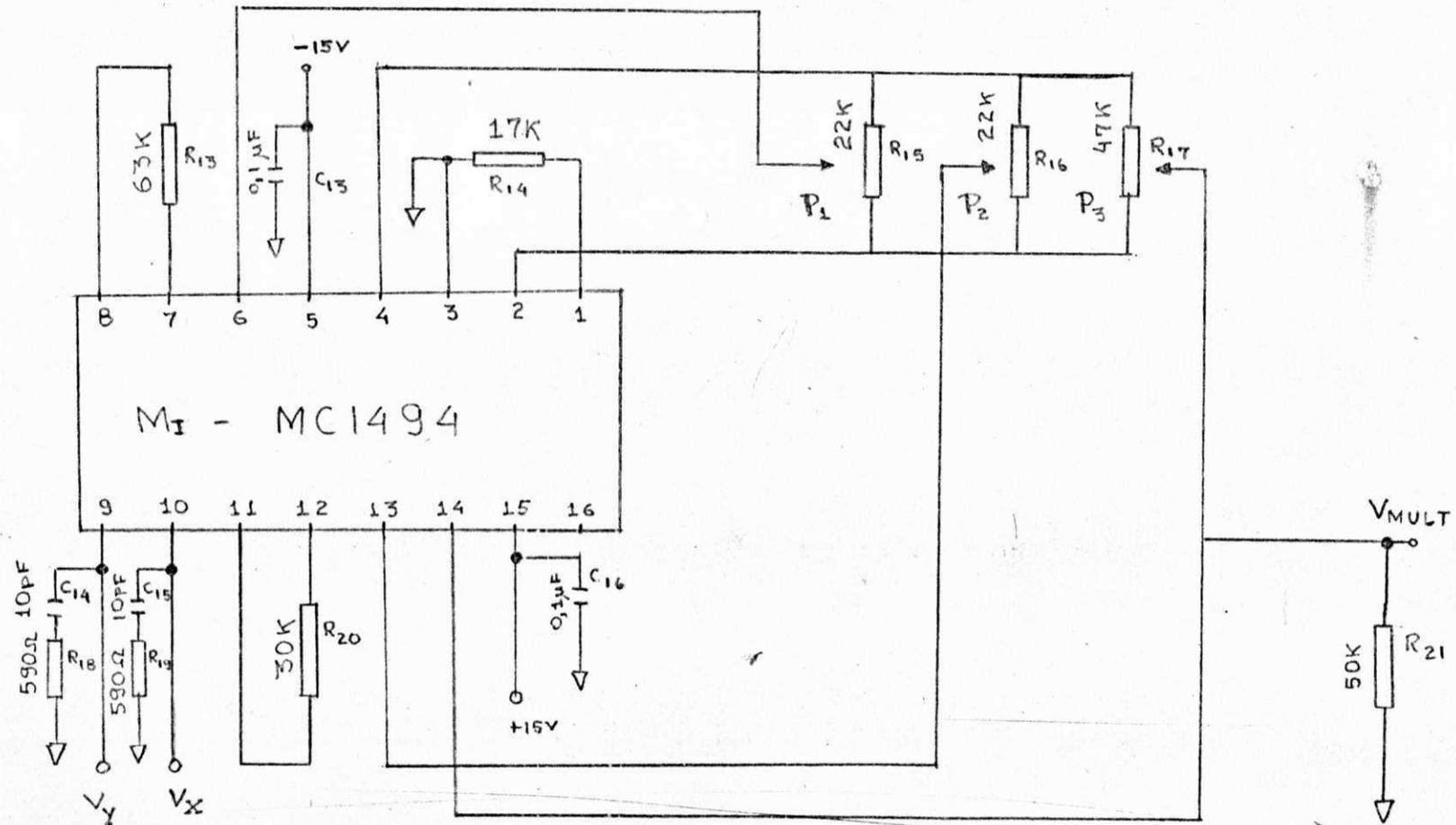


Fig. 3.6 - Circuito Multiplicador

va com 11 posições colocada no painel frontal do medi-
dor. A calibração deste estágio é feita em compara-
ção com o medidor de potência de microondas da HP 432A
quando uma potência de 1 mW é aplicada em ambos os me-
didores (Ver Apêndice C) em uma frequência fixa.

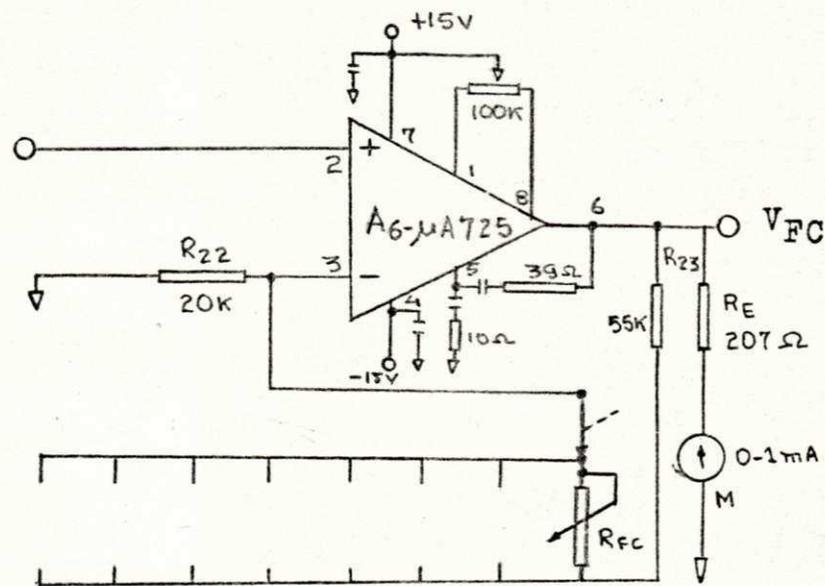


Fig. 3.8 - Amplificador do Fator de Calibração

Na Fig. 3.8 está o arranjo feito para a cali-
bração deste estágio. O resistor R_E foi escolhido pa-
ra com 1 mW de potência de microondas aplicada o mi-
liamperímetro indicar uma leitura de meia escala.

Os medidores são primeiramente zerados e apli-
cado 1 mW de potência de microondas em cada um deles.

A cada fator de calibração fixado pela chave

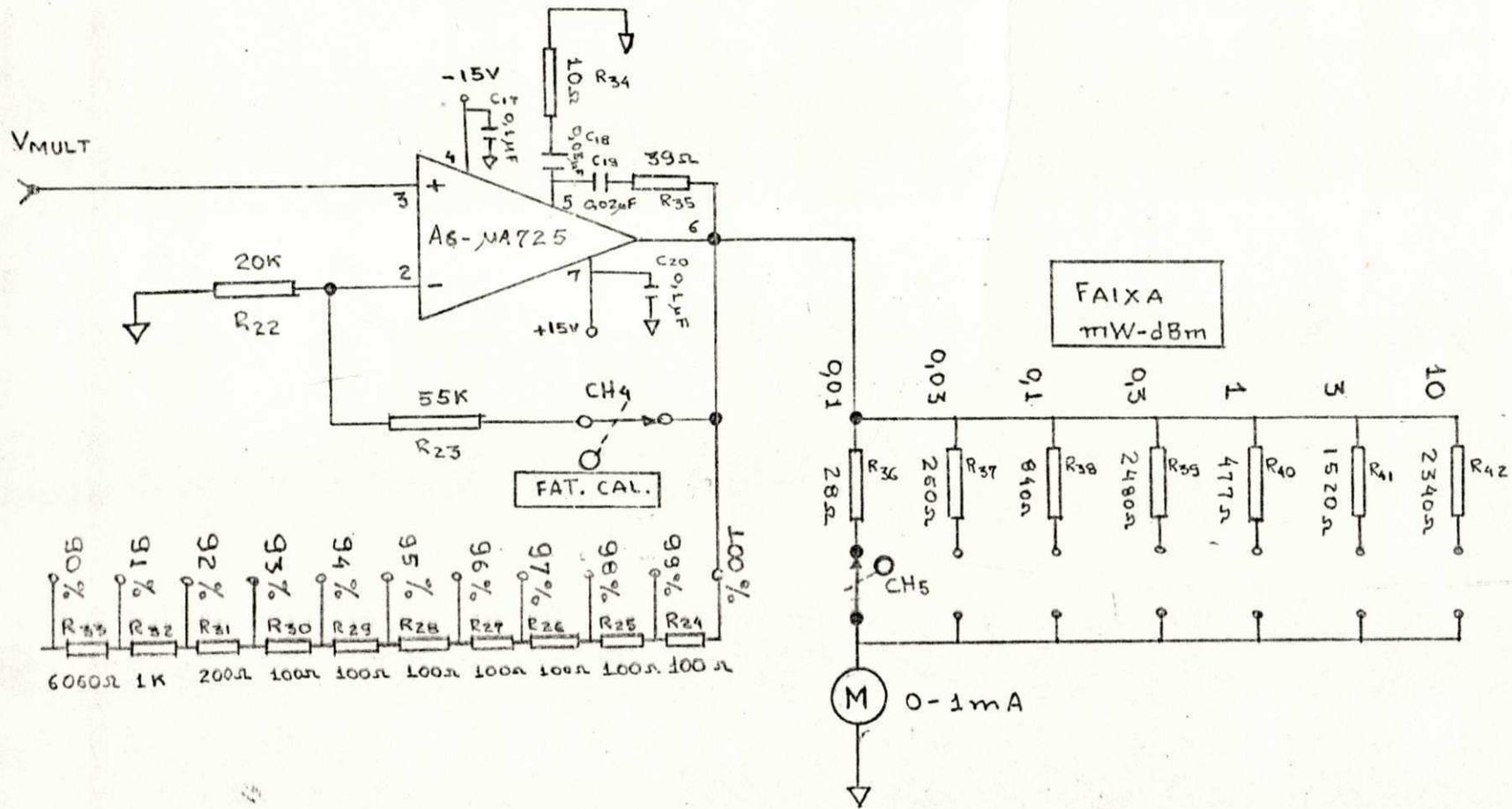


Fig. 3.7 - Amplificador do Fator de Calibração e Chave de Faixas

rotativa no painel do medidor da HP 432A, a deflexão na escala do medidor é observada. O resistor R_{FC} é ajustado para indicar a mesma deflexão no miliamperímetro e a tensão V_{FC} é medida em um voltímetro digital. A potência de microondas é então desligada, R_{FC} lido em um ohmímetro e substituído por um valor fixo. Este processo é feito em 11 faixas conforme Tabela I.

TABELA I

FAT. CAL. (%)	$V_{FC}(mV \pm 1mV)$	$R_{FC}(\Omega)$
100	238	-
99	239	100
98	240	100
97	240	100
96	241	100
95	242	100
94	243	100
93	244	100
92	248	200
91	251	1000
90	257	6060

Com 1 mW de potência aplicada a observação da deflexão da escala é melhor do que em faixas superiores. Em faixas abaixo de 1 mW os medidores têm que ser constantemente ajustados com o zero automático.

3.2.7 - Painel de Medida

O sinal na saída do AMP-OP do fator de calibração é aplicado através dos resistores da chave de faixas a um miliamperímetro (0 - 1 mA) calibrado em mW e dBm (Fig. 3.7). Sete faixas são selecionadas pa ra dar a indicação da potência de microondas aplica da.

a) Calibração das Faixas

A calibração das faixas do medidor é feita em comparação com o medidor da HP 432A. O Apêndice C ilustra o arranjo do sistema de transmissão de potên cia para a calibração, e os passos necessários para aplicar potência de microondas nos medidores.

A potência de microondas é aplicada igualem^{en}te nos dois medidores ligando a chave de microondas. Em cada faixa, a potência é ajustada pelo atenuador variável PM 7110X para uma leitura de fundo de escala no medidor HP 432A. A resistência R_{CAL} é ajustada pa ra fluir exatamente 1 mA no miliamperímetro (M) e a tensão V_S (Fig. 3.9) é lida em um voltímetro digital. A Tabela II mostra todos os valores medidos de V_S nas 7 faixas correspondentes e o valor calculado de R_{CAL} correspondente a leitura de fundo de escala do miliam perímetro. R_{CAL} é calculada a partir de:

$$R_{CAL} = (R_x - R_{in})$$

$$R_x = V_S(mV)/1 \text{ mA}$$

onde $R_{in} = 62 \Omega$ (é a resistência interna do miliampe rímetro).

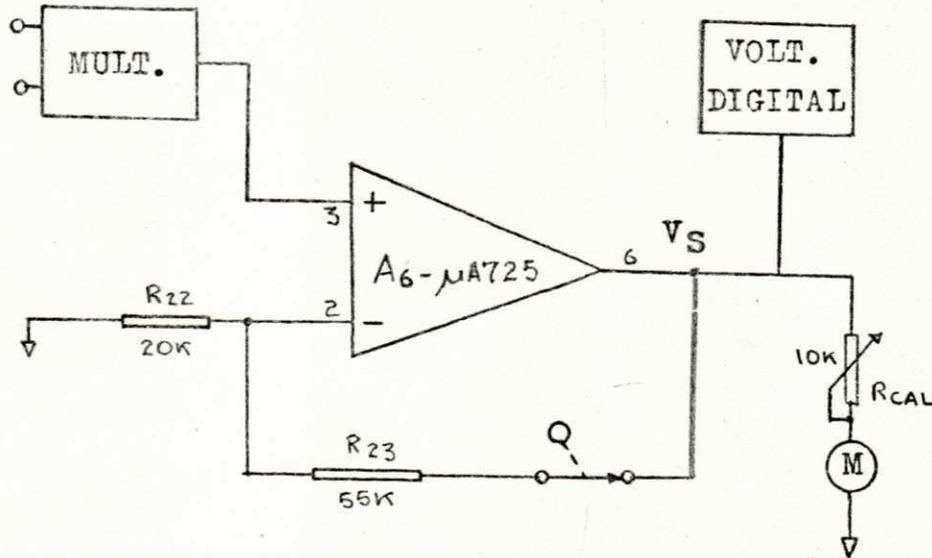


Fig. 3.9 - Estágio de Calibração das Faixas

TABELA II

POTÊNCIA DE MICROONDAS	V_s (mV \pm 10 mV)	R
NO HP 432A (mW)	NO VOLT. DIGITAL	(Ω)
10 - 5*	2.340	4618
3	1.520	1458
1	477	415
0,3	2.480	2578
0,1	840	778
0,03	250	200
0,01	90	28

(*) Este foi o máximo valor que a fonte de microondas forneceu.

3.2.8 - Zero-Automático

O zero-automático é um circuito que aplica uma tensão de correção na ponte II quando potência de microondas não está sendo aplicada, fazendo um zeramento fino no medidor.

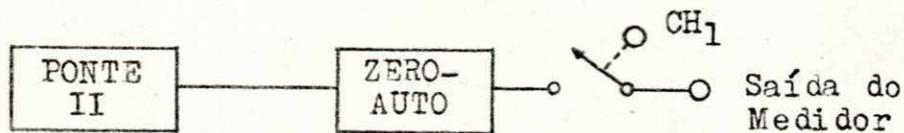


Fig. 3.10 - Diagrama de Blocos do Zero-Automático

Sem potência de microondas aplicada e as tensões V_{COMP} e V_{RF} diferentes, uma tensão de erro aparece na saída do medidor. Esta tensão de erro é realimentada a ponte II (Fig. 3.10) através do circuito de zero-automático quando a chave CH_1 é ligada. A tensão de erro é armazenada em um circuito de memória que mantém a correção na ponte II e a saída do medidor vai para zero. Então a potência de microondas pode ser medida com precisão.

a) Descrição do Circuito

O ajuste da tensão V_{COMP} na saída da ponte II é feito aplicando-se uma fonte de corrente em um dos braços da ponte como visto na Fig. 3.11. Através de R_4 a tensão V_2 é ajustada para conservar o mesmo valor dado pela polarização do termistor.

A tensão V_2 é dada por:

$$V_2 = (V_3 - I R_2) \frac{R_3}{R_3 + R_2} \quad (3.1)$$

Quando I_D aumenta, por exemplo, V_2 diminui*. A ponte desbalanceia e a ação do auto-balanceamento da ponte diminui V_1 .

A corrente I_1 é dada em função de V_1 :

$$I_1 = \frac{V_3 - V_1}{R_1} \quad (3.2)$$

Da equação (3.2) uma diminuição de V_1 acarreta um aumento na corrente I_1 , por conseguinte, um aumento na corrente total na ponte, $I = I_1 + I_2$.

Sabendo-se que:

$$V_{COMP} = I \cdot R + V_3 \quad (3.3)$$

Um aumento na corrente total da ponte implica em um aumento de V_{COMP} .

No caso de I diminuir o processo inverso ocorre e V_{COMP} diminui. Portanto, a tensão V_{COMP} pode ser ajustada pela variação da fonte de corrente I_D . O ajuste de V_{COMP} deve ser mantido por um espaço de tempo suficiente para ser feita a medida, sendo portanto, necessário um circuito de memória para armazenar a informação de erro da saída do medidor e mantê-la aplicada a ponte. Este circuito é dado pelo FET Q que tem alta impedância de entrada (gate-source) e o capacitor C.

Ao circuito de memória é aplicada primeiramente uma tensão de referência ($V_{REF} = 2,58V$) através da chave CH_2 . Esta tensão de referência polariza o FET em uma corrente de dreno ($I_D = 1 \text{ mA}$) que é aplicada a ponte II. CH_2 é desligada e o capacitor C mantém esta tensão de referência.

Quando potência de microondas não é aplicada,

(*) Supondo a variação de V_3 pequena.

qualquer tensão de erro (V_{ERRO}) na saída do medidor devido $V_{COMP} \neq V_{REF}$, terá sua polaridade invertida no AMP-OP A7 e aplicada em A8. A saída do AMP-OP A8 é: $-(V_{REF} - V_{ERRO})$, onde ($V_{REF} > |V_{ERRO}|$).

Quando a chave instantânea CH_1 é ligada a tensão na saída do AMP-OP A8 é aplicada ao capacitor C. A nova tensão no capacitor varia a corrente I_D do FET ajustando V_{COMP} , tal que a saída do medidor seja zero. A Fig. 3.12 mostra o circuito completo do zero-automático.

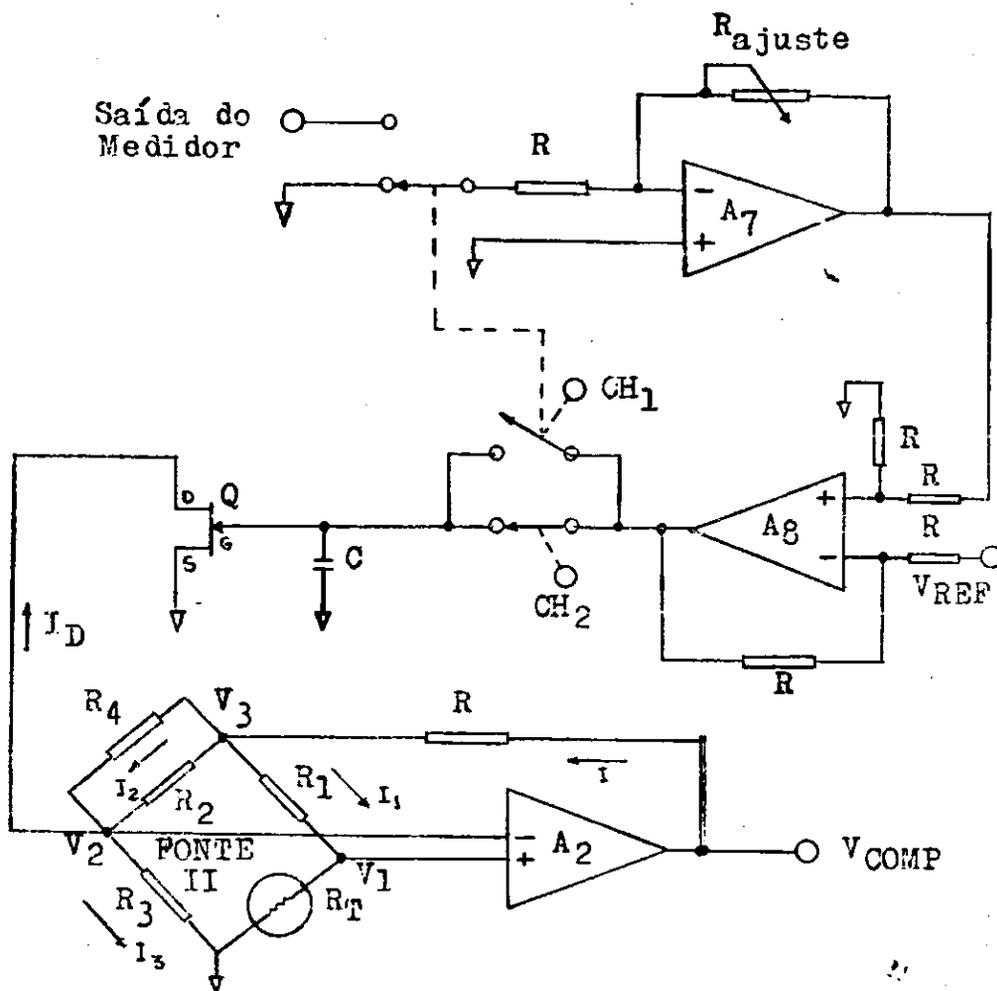


Fig. 3.11 - Circuito de Análise do Zero-Automático

b) Dificuldades

Dificuldades surgiram no circuito de zero-automático, visto que foi difícil encontrar que variação de V_2 afetaria ($\partial R_T / \partial I_1$) (Fig. 3.11). Na equação (3.1) é visto que a faixa de variação de V_2 depende tanto de I_D como dos resistores R_2 e R_3 . Como I_D é conhecido os resistores R_2 e R_3 deveriam ser selecionados, tal que a variação de V_2 afetasse ($\partial R_T / \partial I_1$). A solução apareceu nos valores de $R_2 = R_3 = 1 \text{ K}$.

Outro ponto importante deste circuito foi com relação a alta impedância requerida no estágio de memória (FET-Capacitor). Como a placa de montagem do circuito e as chaves CH_1 e CH_2 não apresentavam boa isolamento o capacitor descarregava-se através delas causando erros na saída do medidor. Foi necessário montar o circuito em uma placa de Epoxy-Vidro e construir as chaves CH_1 e CH_2 usando teflon como isolador o que deu bom resultado.

3.2.9 - Fonte DC Regulada

a) Fonte DC $\pm 15 \text{ V}$

O multiplicador e os AMP-OPS são polarizados com uma fonte DC de $\pm 15 \text{ V}$. O circuito da fonte é mostrado na Fig. 3.14. O regulador de tensão LM 723 é usado no projeto das fontes (Vide Apêndice B).

b) Fonte DC + 2,58 V

A tensão de referência do circuito de zero-automático ($V_{REF} = 2,58 \text{ V}$) é conseguida através de um zener de $5,6 \text{ V}$ e um divisor de tensão como mostra a Fig. 3.13.

c) Características das Fontes ± 15 VTensão de entrada - 21 V_{DC} (não regulada)Tensão de saída - ± 15 V

Corrente máxima de saída - 150 mA

Corrente na carga (fonte + 15 V) - 70 mA

Corrente na carga (fonte - 15 V) - 20 mA

Ripple com carga - 1 mV de pico

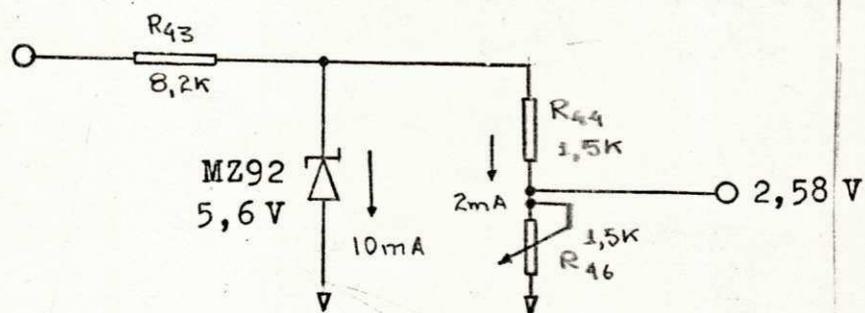


Fig. 3.13 - Fonte de Tensão de Referência do Zero-Automático

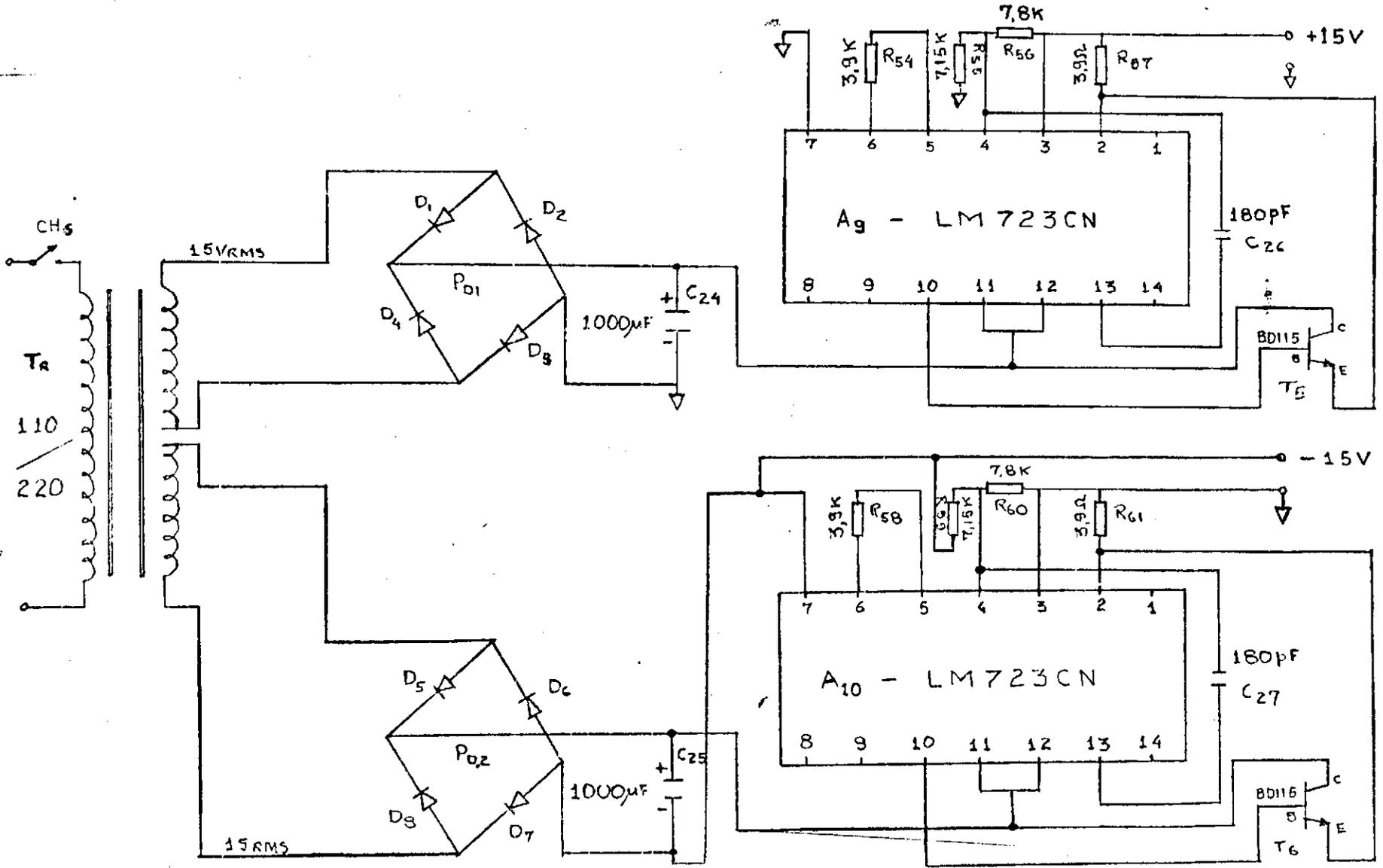


Fig. 3.14 - Fonte de Tensão ± 15 V

CAPÍTULO 4

RESULTADOS E TESTES

Este capítulo mostra as instruções de operação, os resultados das medidas realizadas nos diversos blocos e os ajustes das placas de circuito impresso do medidor.

4.1 - Conectores, Controles e Indicadores

Os conectores, controles e indicadores do painel frontal e de fundo do medidor, são explicados nas Figs. (4.1 e 4.2). A descrição corresponde aos itens indicados nas figuras.

a) Os controles de zero-manual e zero-auto zeram o medidor. Quando a chave de zero-manual é ligada, o medidor indica a diferença das tensões de saída das pontes. O potenciômetro de zero-manual do painel frontal é ajustado para igualar estas tensões das pontes. Para melhores resultados em uma faixa particular o zero-automático é usado.

b) Fator de Calibração. A chave seletora de fator de calibração compensa os erros na medida de potência (Capítulo 2). O valor do fator de calibração permite uma medida direta da potência de microondas fornecida a uma impedância igual a impedância característica (Z_0) da linha de transmissão entre o terminal com montagem e a fonte de microondas.

c) Os conectores do painel de fundo indicam as tensões V_{RF} e V_{COMP} (que podem ser usadas para medições de precisão) e a tensão de saída do medidor, V_S .

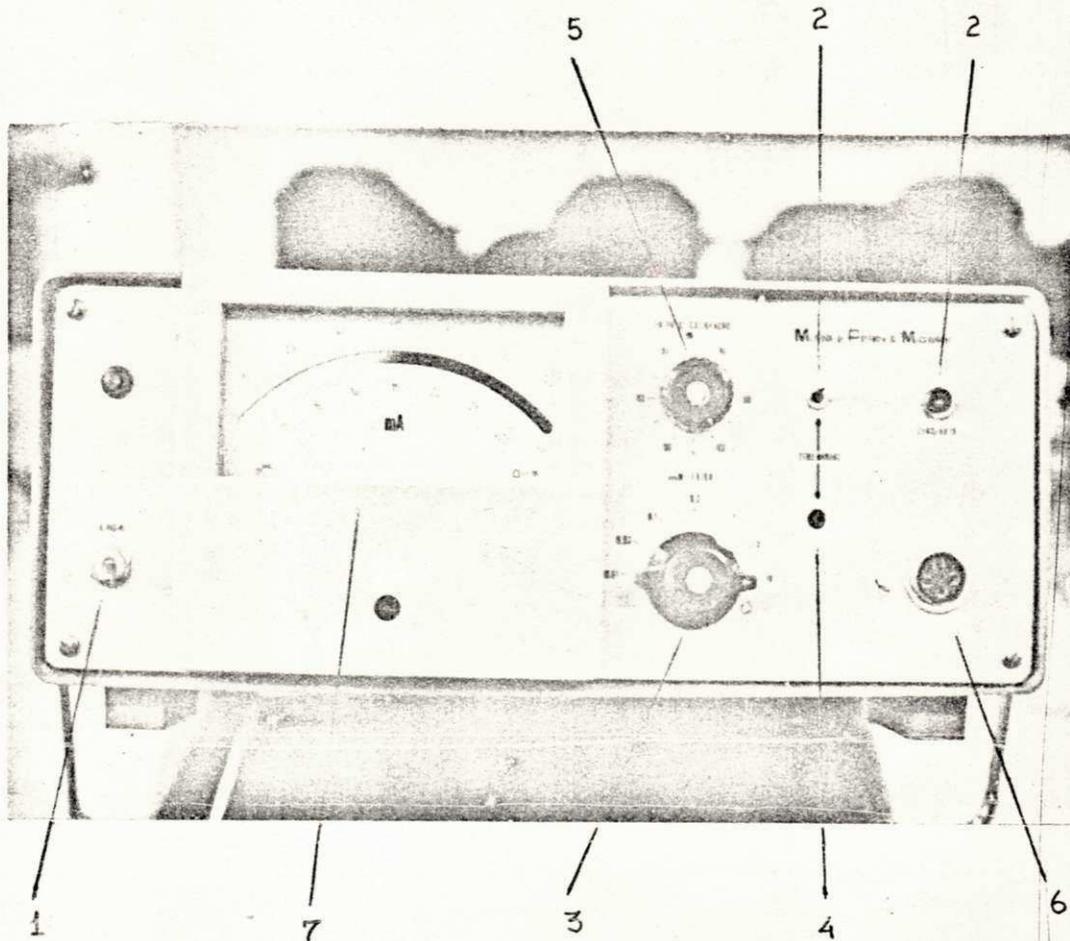


Fig. 4.1 - Conectores, Controles e Indicadores do Painel Frontal.

1 - Potência da Rede: chave liga-desliga a tensão AC da linha para o circuito interno das fontes de tensão DC.

2 - Zero-Manual. A chave é ligada quando potência de microondas não está sendo aplicada.

Zero-Auto. Zero eletrônico que ajusta a tensão V_{COMP} para um zero fino na saída do medidor, sem potência de microondas aplicada. Para zerar o medidor, ligue a chave momentaneamente.

3 - Faixa. A chave seletora das faixas de potência; seleciona faixas de 0,01 a 10 mW (- 20 dBm a +10 dBm).

4 - Potenciômetro do Zero-Manual. Quando a chave do zero-manual é ligada o ajuste para zerar o medidor é feito com este potenciômetro.

5 - Fator de Calibração. A chave seletora de ganho do amplificador A_G é fixada para corresponder ao fator de calibração (2.5) rotulado no termistor com montagem.

6 - Conector para Cabo do Termistor com Montagem. Conector de 4 pinos para conectar o cabo do termistor ao medidor.

7 - Painel de Medida. Indica potência incidente no termistor com montagem em miliwatts e dBm. Para usar a escala de dBm, anote o valor em dBm da faixa em uso, e subtraia da leitura em dBm do painel de medida.

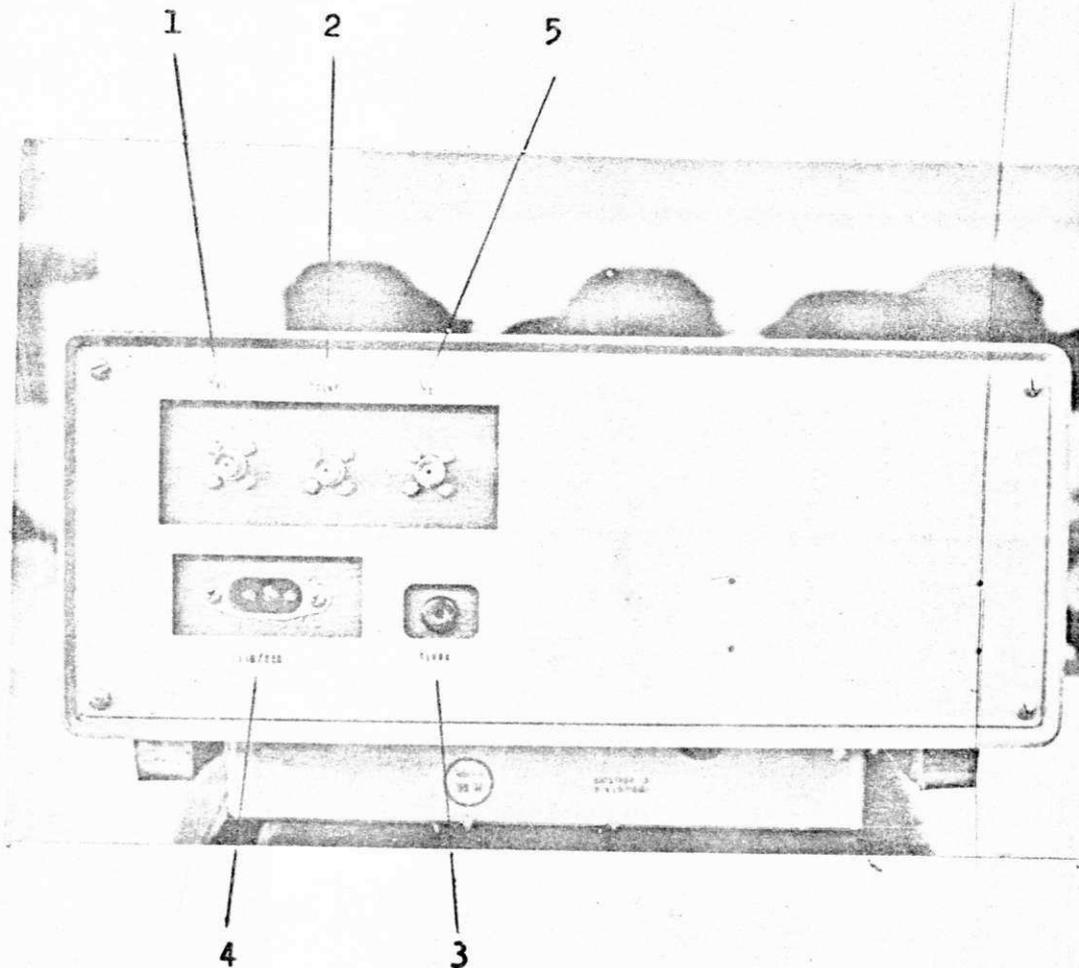


Fig. 4.2 - Painel de Fundo

- 1 - Entrada V_{RF} . Conectada diretamente a saída da ponte I. Usada para medidas de precisão.
- 2 - Entrada V_{COMP} conectada diretamente a saída da ponte II. Usada para medidas de precisão.
- 3 - Terra do Medidor.
- 4 - Conector de Tensão da Linha: fixado para a

tensão utilizada da rede (110 ou 220 V_{ac} , 50 - 60 Hz).

- 5 - Tensão de saída do medidor, V_S . Usada para calibração das faixas de potência.

4.2 - Instrução de Operação do Medidor

- 1 - Conecte o termistor com montagem ao medidor.
- 2 - Ligue a chave de potência da rede.
- 3 - Ligue a chave de zero-manual e ajuste o zero do medidor com o potenciômetro de zero-manual.
- 4 - Fixe a chave seletora de faixas na faixa de operação desejada e ligue a chave do zero-auto até o medidor indicar zero.
- 5 - Fixe a chave seletora do fator de calibração correspondente ao rotulado na montagem do termistor.
- 6 - Aplique potência de microondas ao termistor com montagem. A potência é indicada no painel de medida diretamente em mW ou dBm.

4.2.1 - Medição de Potência com Precisão

Para fazer uma medição de potência com boa precisão a seguinte técnica pode ser usada.

- a) Conecte um voltímetro digital nas saídas V_{RF} e V_{COMP} no painel de fundo.

- b) Ligue o medidor sem potência de microondas aplicada.
- c) Zere o medidor com os controles de zero-manual.
- d) Ligue a chave do zero-auto e leia a tensão diferencial (V_0) entre V_{COMP} e V_{RF} no voltímetro digital.

$$V_0 = V_{COMP} - V_{RF}$$

- e) Aplique potência de microondas ao termistor com montagem.
- f) Leia novamente a tensão diferencial (V_1) entre V_{COMP} e V_{RF} .

$$V_1 = V_{COMP} - V_{RF}$$

- g) Meça V_{COMP} com relação ao terra.
- h) Calcule a potência incidente a partir da equação

$$P_{\text{Microondas}} = \frac{\frac{1}{16R_T} [2 V_{CCMP}(V_1 - V_0) + V_0^2 - V_1^2]}{\text{Eficiência Efetiva}}$$

onde R_T = resistência do termistor (no balanço).

4.3 - Pontos de Testes dos Vários Blocos

Este parágrafo inclui o diagrama de blocos do medidor (Fig. 4.3) com a locação dos pontos de testes do circuito e as tabelas das tensões correspondentes.

4.3.1 - Condições de Teste

1 - Zero-Manual ajustado para máxima deflexão

na escala de 1 mW.

2 - Chave de Fat. Cal. fixada em 100%.

3 - Medidas feitas com respeito ao terra.

TABELA DOS PONTOS DE TESTES DE TENSÃO DO CONJUNTO C_I

PONTOS DE TESTES	TENSÃO EM VOLTS
C _I PT1	1,46
C _I PT2	1,46
C _I PT3	8,00
C _I PT4	12,00
C _I PT5	1,46
C _I PT6	1,46
C _I PT7	8,60
C _I PT8	12,00

TABELA DOS PONTOS DE TESTES DE TENSÃO DO CONJUNTO C_{II}

PONTOS DE TESTES	TENSÃO EM (mV)
C _{II} PT1	189
C _{II} PT2	567
C _{II} PT3	8300
C _{II} PT4	470
C _{II} PT5	477
C _{II} PT6	2580

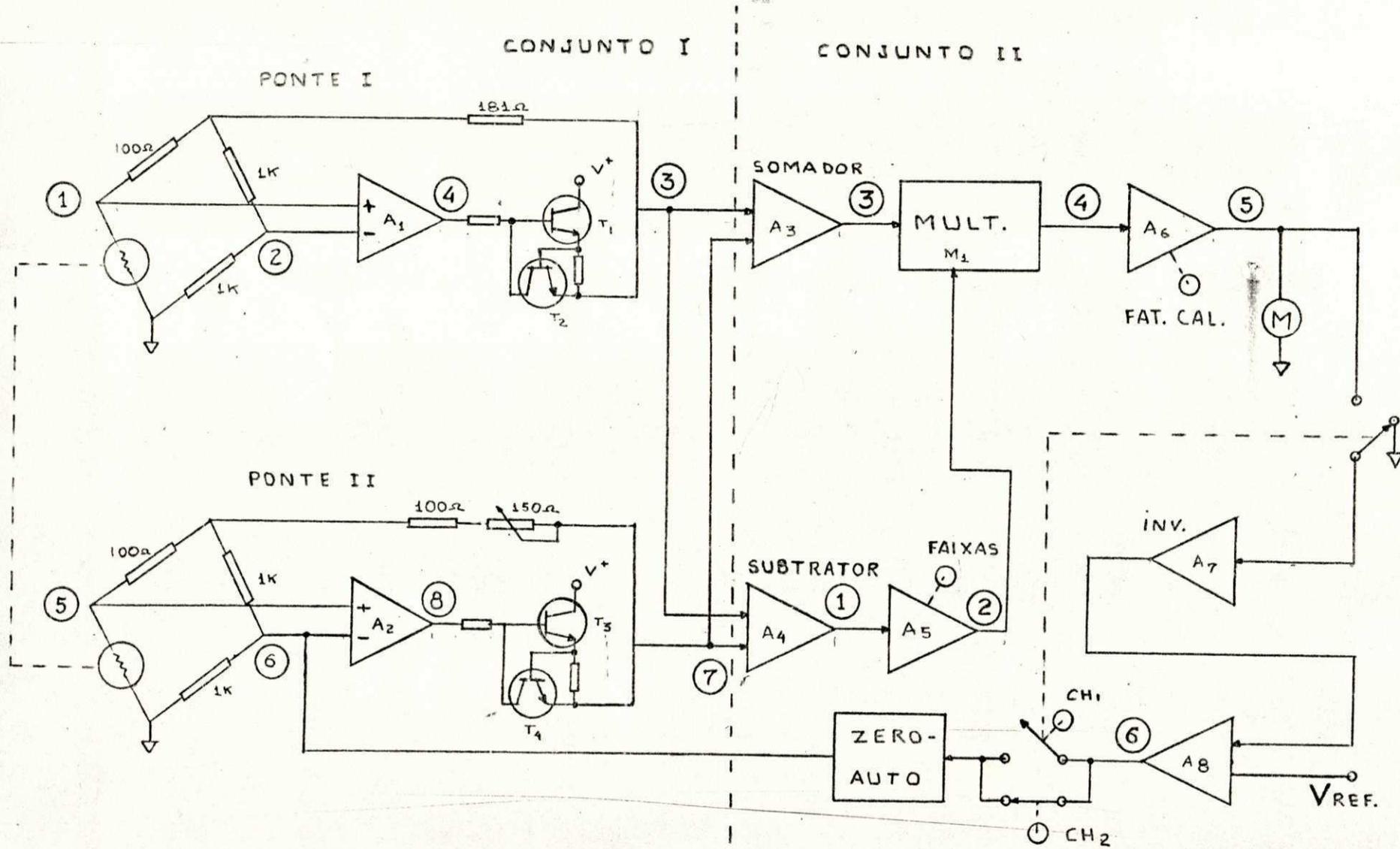


Fig. 4.3 - Locação dos Pontos de Teste do Medidor

4.4 - Testes das Placas de Circuito Impresso

Este parágrafo inclui os testes das várias placas de circuito impresso do medidor com tabelas das conexões dos pinos das placas e código de cores da fiação usada no medidor.

4.4.1 - Placa Nº 1

A placa de circuito impresso Nº 1, consta dos circuitos das pontes I e II, do somador e do subtra^{tor}. As conexões dos pinos são mostradas na Fig. 4.4.

O teste desta placa é feito em duas etapas.

1 - Sem Termistor:

- a) Ligue os pinos 6 e 8 ao terra.
- b) Curto-Circuite os pinos 11 e 12.
- c) Aplique as tensões de polarização ± 15 V nos pinos correspondentes.
- d) Leia as tensões nos pinos 3 e 13 estas devem ser 0V. Caso contrário teste os AMP-OP separadamente.

2 - Com Termistor (de preferência use o termistor do tipo NTC ... B822001A/1K3 - IBRAPE):

- a) Conecte aos pinos 6 e 8 os termistores (no caso de usar o termistor com montagem 486A - ver conexões dos pinos do termistor no Apêndice B).
- b) Coloque um resistor de 81 ohms entre os pinos 11 e 12.
- c) Aplique as tensões de polarização ± 15 V.

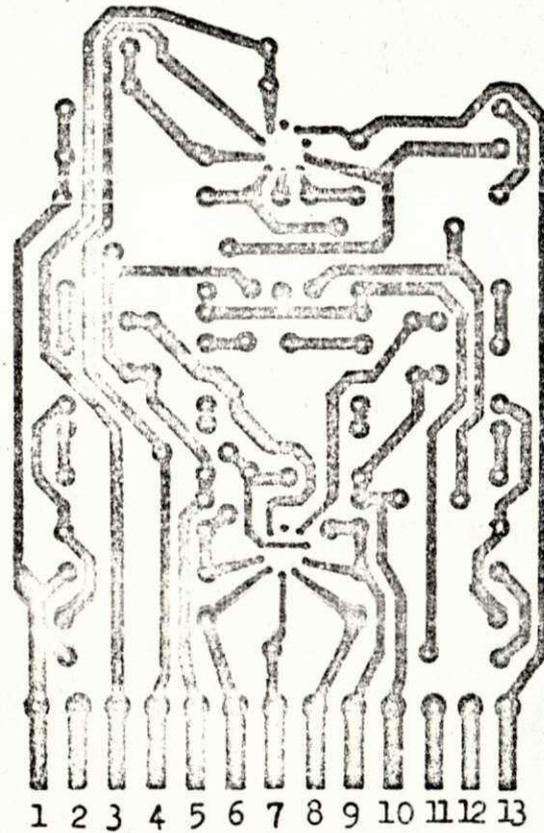


Fig. 4.4 - Placa Nº 1

PINOS	CONEXÇÕES	CÓDIGO DE CORES DOS FIOS*
1	TERRA	0
2	-	-
3	V_X	5
4	+ 15 V	4
5	V_{RF}	7
6	V_T (PONTE I)	20
7	- 15 V	20
8	V_T (PONTE II)	4
9	-	-
10	V_{COMP}	5
11	ZERO-MANUAL	20
12	ZERO-MANUAL	20
13	V_Y	5

(*) O código numérico de cores é o mesmo código de resistores.

- d) Leia a tensão no pino 3 que deve ser entre 5 e 9V (depende do termistor usado).
- e) Leia a tensão no pino 13 que deve ser entre (-0,5 a +0,5 V).

4.4.2 - Placa Nº 2

A placa Nº 2 consta do AMP-OP A₅. As conecções dos pinos são mostradas na Fig. 4.5.

Testa da placa:

1 - Entrada 0V

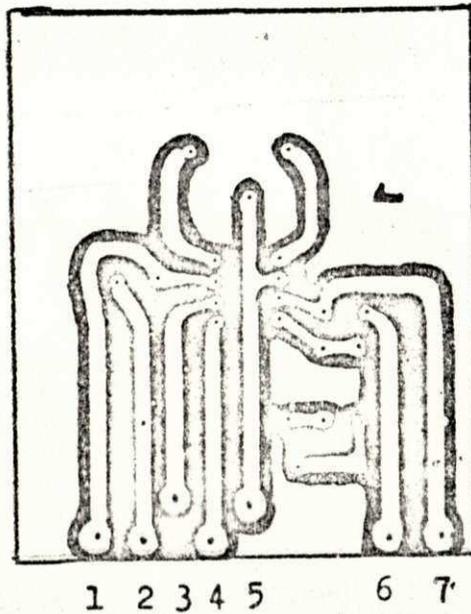
- a) Curto-Circuite os pinos 1 e 6.
- b) Conecte o pino 3 ao terra.
- c) Aplique as tensões de polarização ± 15 V nos pinos correspondentes.
- d) A saída (pino 5) deve ser zero volts.

2 - Entrada com +5 VDC

- a) Curto-Circuite os pinos 1 e 6.
- b) Conecte ao pino 3 uma tensão +5 V.
- c) Aplique as tensões de polarização ± 15 V.
- d) Leia +10 V no pino 5.

4.4.3 - Placa Nº 3

A placa Nº 3 consta do multiplicador MCl494 e o AMP-OP A₆ do fator de calibração. As conecções dos pinos da placa são mostradas na Fig. 4.6.



1 2 3 4 5 6 7

PINOS	CONECÇÕES	CÓDIGO DE CORES DOS FIOS
1	PARA A CHAVE DE FAIXAS	7
2	TERRA	0
3	V_Y	9
4	- 15 V	20
5	+ 15 V	4
6	PARA A CHAVE DE FAIXAS	7
7	$G_F \cdot V_Y$	5

Fig. 4.5 - Placa Nº 2

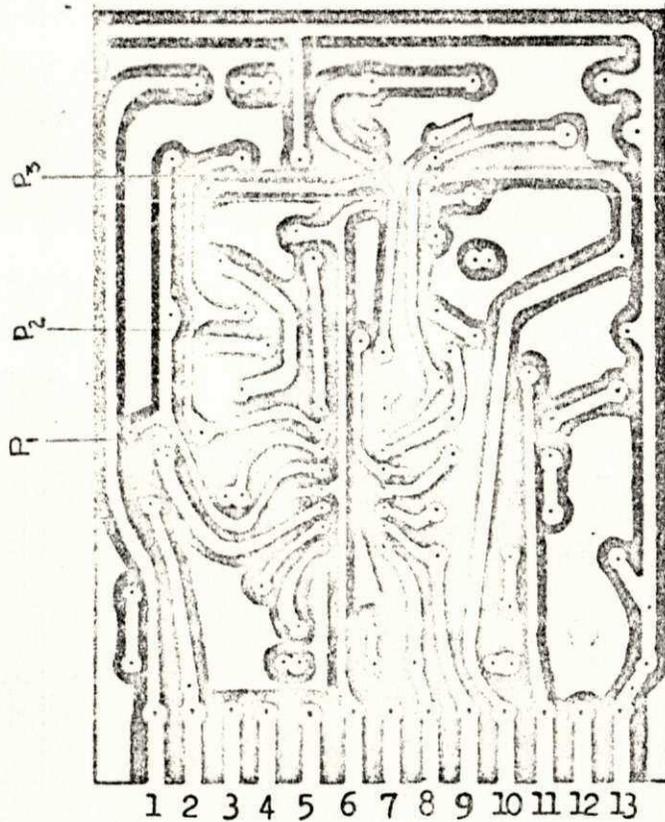


Fig. 4.6 - Placa Nº 3

PINOS	CONEXÕES	CÓDIGO DE CORES DOS FIOS
1	PARA A CHAVE DO FAT. CAL.	9
2	TERRA	0
3	-	-
4	-	-
5	-	-
6	- 15 V	20
7	-	-
8	G _F . V _Y	5
9	V _X	5
10	PARA A CHAVE DO FAT. CAL.	9
11	+ 15 V	4
12	-	-
13	TERRA	0

Teste da placa:

- 1 - Ajuste do Off-Set da entrada V_X
 - a) Curto-Circuite os pinos 1 e 10.
 - b) Aplique a polarização ± 15 V nos pinos correspondentes.
 - c) Aplique $+5 V_{DC}$ em $G_F.V_Y$ (pino 8).
 - d) Conecte a entrada V_X (pino 9) para o terra.
 - e) Ajuste o potenciômetro P_2 para zero volts na saída (pino 10).

- 2 - Ajuste do Off-Set da entrada $G_F.V_Y$
 - a) Aplique $+5 V_{DC}$ em V_X (pino 9).
 - b) Conecte a entrada $G_F.V_Y$ (pino 8) para o terra.
 - c) Ajuste o potenciômetro P_1 para zero volts na saída (pino 10).

- 3 - Ajuste do Off-Set da saída
 - a) Conecte $G_F.V_Y$ (pino 8) e V_X (pino 9) para o terra.
 - b) Ajuste o potenciômetro P_5 para zero volts na saída (pino 10).
 - c) Aplique $+5 V_{DC}$ em ambos $G_F.V_Y$ (pino 8) e V_X (pino 9). A saída (pino 10) deve ser 2,5 V. Para $-5 V_{DC}$ nos pinos 8 e 9 a saída deve ser + 2,5 V.
 - d) Se o erro da saída for maior que 40 mV (0,4%) repita o teste da placa de 1 a 3.

4.4.4 - Placa Nº 4

A placa Nº 4 contém os AMP-OP A7, A8, o par casado LM747 e o circuito de tensão de referência (2,58V). As conexões dos pinos da placa estão na Fig. 4.7.

Teste da placa:

- a) Ligue o pino 2 da placa ao terra.
- b) Aplique as tensões de polarização ± 15 V.
- c) Leia a tensão nos pinos 11 ou 12 -2,58 V.

4.4.5 - Placa Nº 5

A placa Nº 5 consta dos circuitos das fontes reguladas de tensão, ± 15 V (Ver Fig. 4.8).

Teste da placa:

- a) Ligue as saídas do transformador (de 15 RMS) nos pinos 2 e 3. Ler a tensão $+15$ V_{DC} no pino 4 com relação ao terra (pino 1).
- b) Ligue as saídas do transformador (de 15 VRMS) nos pinos 6 e 7. Ler a tensão -15 V_{DC} no pino 5 com relação ao terra (pino 8).

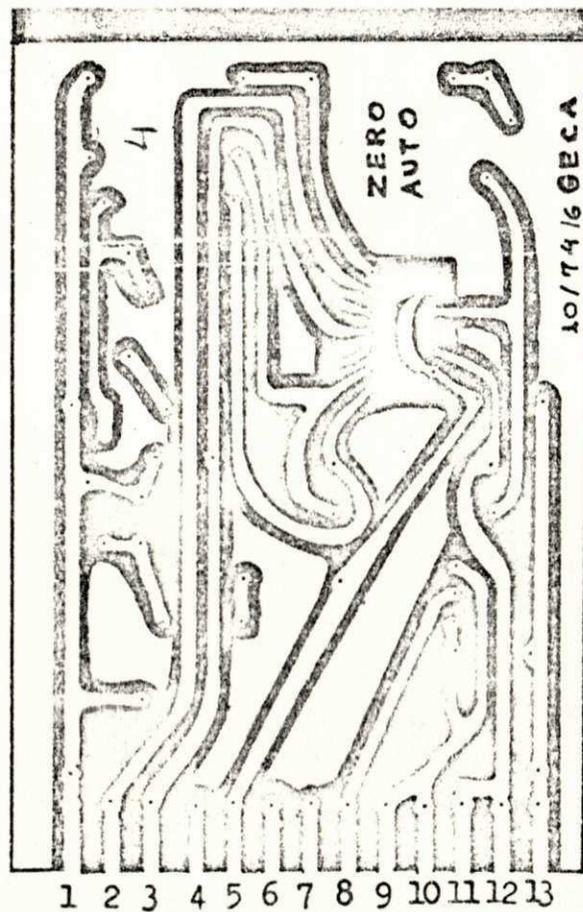
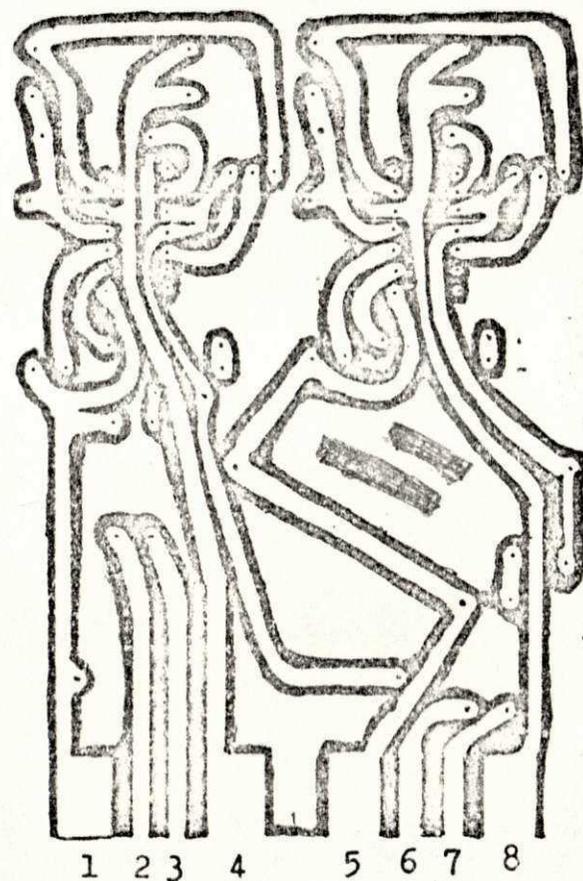


Fig. 4.7 - Placa Nº 4

PINOS	CONEXÇÕES	CÓDIGO DE CORES DOS FIOS
1	TERRA	0
2	TENSÃO DE SAÍDA DO MED. VS	8
3	- 15 V	20
4	-	-
5	+ 15 V	4
6	-	-
7	-	-
8	PARA A PONTE II	8
9	-	-
10	-	-
11	PARA AS CHAVES	4
12	CH ₁ E CH ₂	4
13	TERRA	0



PINOS	CONEXÇÕES	CÓDIGO DE CORES DOS FIOS
1	TERRA	0
2	SAÍDA DO TRANSF. V_{ac}	5
3	SAÍDA DO TRANSF. V_{ac}	5
4	$V^+ = 15 V$	4
5	$V^- = -15 V$	20
6	SAÍDA DO TRANSF. V_{ac}	3
7	SAÍDA DO TRANSF. V_{ac}	3
8	TERRA	0

Fig. 4.8 - Placa Nº 5

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

Este trabalho teve grande importância na experiência adquirida com medidas de potência de microondas e circuitos integrados. As dificuldades surgidas criaram novas fontes de conhecimentos em busca de soluções satisfatórias.

Embora se tenha superado algumas dificuldades, outras soluções tiveram suas limitações. A falta de instrumentos de padrão de potência de microondas para calibração do medidor, alguns componentes de boa estabilidade térmica e chave de alta isolação para o circuito de zero-automático, tornaram-se em uma das grandes limitações para melhor precisão do medidor.

Outra limitação com relação a faixa de frequência se deve a disponibilidade somente do termistor X486A cuja faixa de frequência vai de 8,2 - 12,5 GHz. Na referência [18] é dada uma tabela com vários termistores com montagem em guia de onda e coaxial para sistemas compensados em temperatura, cobrindo a faixa de 10 MHz a 40 GHz. Os vários tipos apresentam resistências nominais de 100 ohms ou 200 ohms. Portanto, para ampliar a faixa de frequência do medidor necessário seria que ele operasse tanto com resistências nominais de 100 ohms como de 200 ohms.

Todas estas limitações ficam como sugestões para o desenvolvimento de um medidor de potência na faixa de microondas bem mais preciso e com uma faixa de frequência bem mais ampla.

CAPÍTULO 6

LISTA DE MATERIAL

Neste capítulo consta a relação do material elétrico e mecânico usado no protótipo do medidor.

6.1 - Material Elétrico

Conjunto C_I

R ₁	100 ohms	1%	1/4W	Carvão
R ₂	1 K	1%	1/4W	Carvão
R ₃	1 K	1%	1/4W	Carvão
R ₄	181 ohms	1%	1/4W	Carvão
R ₅	34 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₆	3,3 K	10%	1/4W	Carvão
R ₇	100 ohms	1%	1/4W	Carvão
R ₈	1 K	1%	1/4W	Carvão
R ₉	1 K	1%	1/4W	Carvão
R ₁₀	100 ohms	1%	1/4W	Carvão
R ₁₁	150 ohms		1/4W	Potenciômetro
R ₁₂	34 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₁₃	3,3 K	10%	1/4W	Carvão
R ₁₄	100 K		1/4W	Trimpot
R ₁₅	10 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₁₆	39 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₁₇	100 K		1/4W	Trimpot
R ₁₈	10 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₁₉	39 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₂₀	1,2 K	10%	1/4W	Carvão
C ₁	0,1 F	10%		Polst. Met.
C ₂	0,05 F	10%		Poliéster
C ₃	0,02 F	10%		Poliéster

C ₄	0,1 F	10%	Polst. Met.
C ₅	0,05 F	10%	Poliéster
C ₆	0,02 F	10%	Poliéster
T ₁	BC239	NPN	Transt. Silício
T ₂	BC239	NPN	Transt. Silício
T ₃	BC239	NPN	Transt. Silício
T ₄	BC239	NPN	Transt. Silício
A ₁	A725		AMP-OP
A ₂	A725		AMP-OP

Conjunto C_{II}

R ₁	20 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₂	10 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₃	20 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₄	20 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₅	20 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₆	20 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₇	20 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₈	20 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₉	10 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₁₀	10 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₁₁	500 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₁₂	10 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₁₃	63 K	1%	1/4W	Met. Flm.
R ₁₄	17 K	1%	1/4W	Met. Flm.
R ₁₅	22 K		1/4W	Potenciômetro
R ₁₆	22 K		1/4W	Potenciômetro
R ₁₇	47 K		1/4W	Potenciômetro
R ₁₈	590 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₁₉	590 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₂₀	30 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₂₁	50 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₂₂	20 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.

R ₂₃	55 K	0,1%	1/4W	Met. Flm.
R ₂₄	100 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₂₅	100 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₂₆	100 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₂₇	100 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₂₈	100 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₂₉	100 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₀	100 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₁	200 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₂	1 K	10%	1/4W	Carvão
R ₃₃	6060 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₄	10 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₅	39 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₆	28 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₇	250 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₈	840 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₃₉	2480 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₄₀	477 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₄₁	1520 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₄₂	2340 ohms	10%	1/4W	Carvão
R ₄₃	8,2 K	1%	1/8W	Met. Flm.
R ₄₄	1,5 K	1%	1/8W	Met. Flm.
R ₄₅	1 K	1%	1/8W	Met. Flm.
R ₄₆	500 ohms	1%	1/8W	Met. Flm.
R ₄₇	100 K	1%	1/4W	Carvão
R ₄₈	100 K	1%	1/4W	Carvão
R ₄₉	1 K	1%	1/4W	Carvão
R ₅₀	100 K	1%	1/4W	Carvão
R ₅₁	100 K	1%	1/4W	Carvão
R ₅₂	100 K	1%	1/4W	Helipot
R ₅₃	100 K		1/4W	Carvão
R ₅₄	3,9 K	10%	1/4W	Carvão
R ₅₅	7,15 K	10%	1/4W	Carvão
R ₅₆	7,8 K	10%	1/4W	Carvão

R57	3,9 ohms		10%	1/4W	Carvão
R58	3,9 K		10%	1/4W	Carvão
R59	7,15 K		10%	1/4W	Carvão
R60	7,8 K		10%	1/4W	Carvão
R61	3,9 ohms		10%	1/4W	Carvão
R62	10 ohms		10%	1/4W	Carvão
R63	39 ohms		10%	1/4W	Carvão
R64	100 K			1/4W	Trimpot
R65	10 ohms		10%	1/4W	Carvão
R66	39 ohms		10%	1/4W	Carvão
R67	100 K			1/4W	Trimpot
C1	0,1	F	20%		Polst. Met.
C2	0,1	F	20%		Polst. Met.
C3	0,05	F	20%		Poliéster
C4	0,02	F	20%		Poliéster
C5	0,1	F	20%		Polst. Met.
C6	0,1	F	20%		Polst. Met.
C7	0,05	F	20%		Poliéster
C8	0,02	F	20%		Poliéster
C9	0,1	F	20%		Polst. Met.
C10	0,1	F	20%		Polst. Met.
C11	0,05	F	20%		Poliéster
C12	0,02	F	20%		Poliéster
C13	0,1	F	20%		Polst. Met.
C14	10	pF	20%		Poliéster
C15	10	pF	20%		Poliéster
C16	0,1	F	20%		Poliéster
C17	0,1	F	20%		Poliéster
C18	0,05	F	20%		Poliéster
C19	0,02	F	20%		Poliéster
C20	0,1	F	20%		Polst. Met.
C21	0,1	F	20%		Polst. Met.
C22	0,1	F	20%		Polst. Met.
C23	0,68	F	20%		Poliéster

C ₂₄	1000	F	20%	Eletrolítico
C ₂₅	1000	F	20%	Eletrolítico
C ₂₆	180	pF	20%	Poliéster
C ₂₇	180	pF	20%	Poliéster
A ₃	A725			AMP-OP
A ₄	A725			AMP-OP
A ₅	A725			AMP-OP
A ₆	A725			AMP-OP
A _{7, A8}	LM747			AMP-OP Dual
A ₉	LM723	CN		Regulador Tensão
A ₁₀	LM723	CN		Regulador Tensão
M _I	MCI494	L		Mult. Analógico
D _Z	M292	5,6 V		Diodo Zener
P _{D1}	BY123			Ponte de Diodo
P _{D2}	BY123			Ponte de Diodo
Q	BFW10			FET Canal - N
T ₁	BD115			Transt. Sil. NPN
T ₂	BD115			Transt. Sil. NPN
M	HB			Miliamp. (0-1mA)
L _p				Lâmpada de Neon
Tr	15V	Sec		Transformador

6.2 - Material Mecânico

Conjunto CII

Con [⊗]	4 Pinos	Conector Fêmea
CH ₁	2 Polos 2 Posições	Chave
CH ₂	Liga - Desliga	Chave Simples
CH _{3, CH5}	Polo Simples 7 Posições	Chave Rot. Dupla
CH ₄	Polo Simples 11 Posições	Chave Rot. Simples
CH ₆	Liga - Desliga	Chave Simples
Cons	BNC	Conectores

(⊗) Conjunto C_I

APÊNDICE A

TERMISTORES COM COEFICIENTE NEGATIVO DE TEMPERATURA

Os termistores são resistores com elevado coeficiente de temperatura negativo. São constituídos de uma mistura de manganês, cobalto, níquel e óxidos de cobre. A variação da resistência dos termistores com a temperatura pode ser expressa pela seguinte equação.

$$R_T = R_{T_0} \cdot \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right]$$

ou

$$R_T = R_{T_0} \cdot \exp \left(\alpha_T \cdot T \frac{T_0}{T} \right) \quad \text{onde} \quad \alpha_T = - \frac{B}{T^2}$$

α_T = Coeficiente de temperatura do termistor

R_T = Resistência do termistor à temperatura T

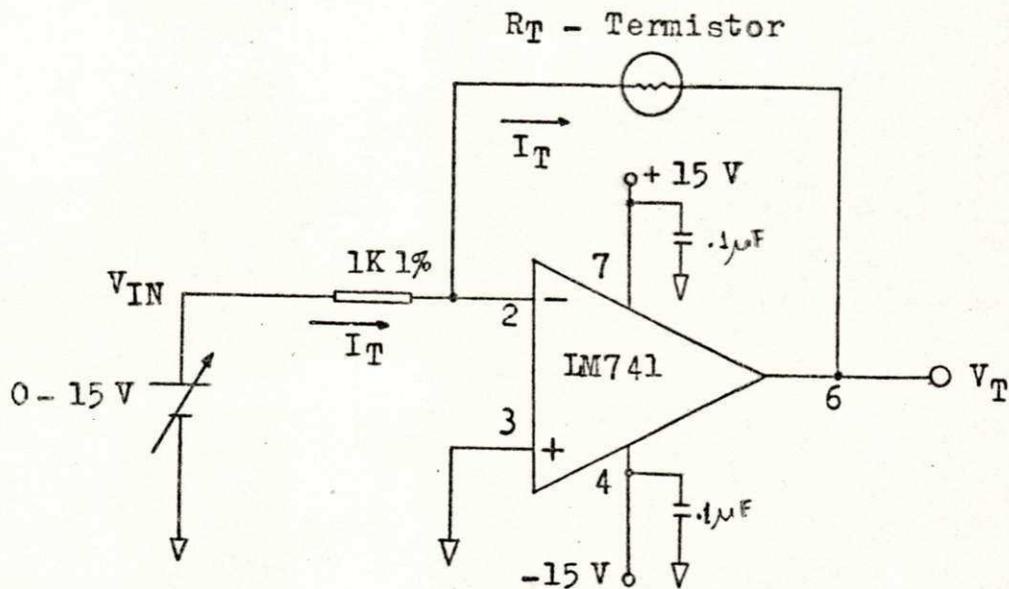
R_{T_0} = Resistência do termistor à temperatura de referência

B = Constante do material

A.1 - Levantamento das Curvas Características dos Termistores

O levantamento das curvas características dos termistores de detecção e compensação HPX486A é feito com o circuito da figura abaixo em uma temperatura ambiente de 25°C (Ver conexões dos pinos dos termistores no Apêndice B).





Elevando-se a potência, através do aumento da corrente I_T , a tensão V_T também se eleva proporcionalmente e o termistor se aquece gradualmente. Com isto, a sua resistência e, conseqüentemente a tensão, caem até que se atinja uma situação de equilíbrio na qual a potência elétrica fornecida ao termistor é igual à potência térmica transmitida ao ambiente.

Os gráficos de resistência versus corrente e tensão-corrente com temperatura constante, são obtidos da Tabela A.

$V_{IN}(V)$	$I_T(mA)$	$V_T(V)$	$R_D(\Omega)$	$V_T(V)$	$R_C(\Omega)$
1	1	1,23	1230	1,20	1200
2	2	1,69	845	1,66	830
3	3	1,80	600	1,80	600
4	4	1,82	455	1,80	450
5	5	1,78	356	1,77	354
6	6	1,73	291	1,72	288
7	7	1,67	238	1,67	238
8	8	1,63	237	1,62	225
9	9	1,58	175	1,58	175
10	10	1,53	153	1,53	153
11	11	1,50	136	1,50	136
12	12	1,45	120	1,45	120
13	13	-	-	-	-
14	14	1,40	100	1,40	100
15	15	1,38	92	1,38	92

TABELA A

A curva de tensão-corrente do termistor de RF mostra três regiões distintas: 1) a região linear, onde a potência fornecida ao termistor é muito pequena confundindo-se com a temperatura ambiente, 2) a região não linear onde o aumento da corrente é compensado pelo decréscimo da resistência, 3) a região onde a resistência do termistor depende principalmente da corrente.

Além da resistência e da temperatura ambien

te, também a área de dissipação do termistor determina o ponto de máxima tensão da curva característica tensão-corrente. Os termistores com montagem em guia de onda da HPX480A apresentam uma tensão máxima da ordem de 1,80 V.

Outra característica adicional deste termistor é com relação a polarização DC. Das curvas características é visto que para uma corrente de 14 mA ($V_T = 1,4V$) a resistência do termistor é de 100 Ω , este valor equivale a uma temperatura de operação de 123°C.

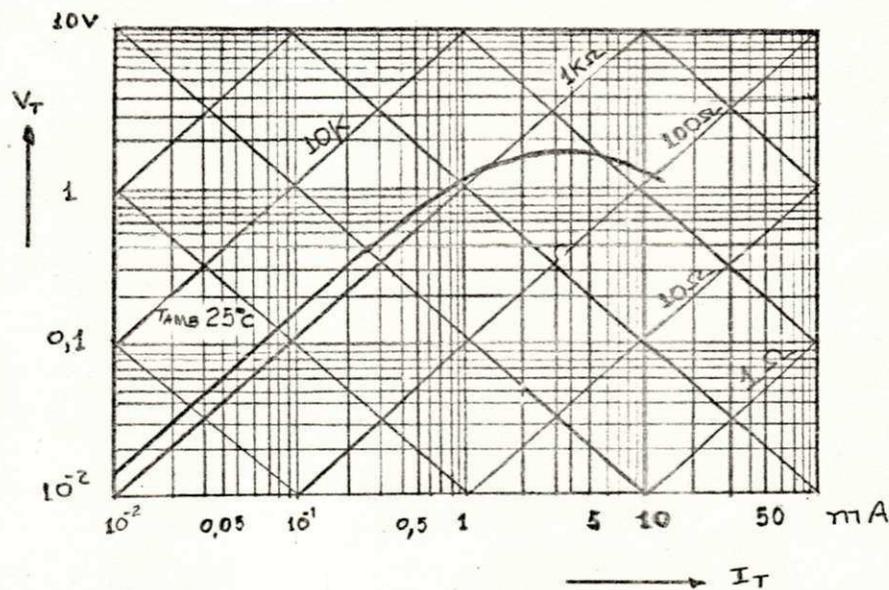


Fig. A.1 - Gráfico Tensão-Corrente do Termistor de Rf

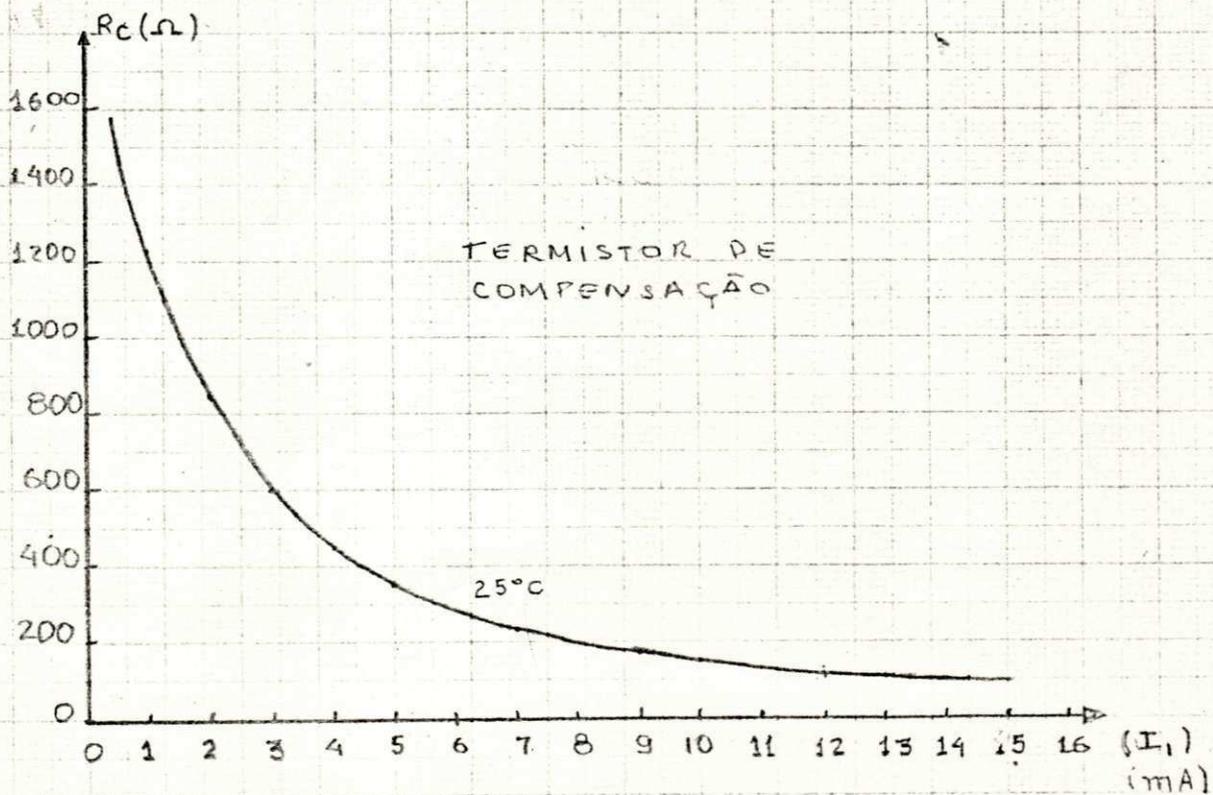
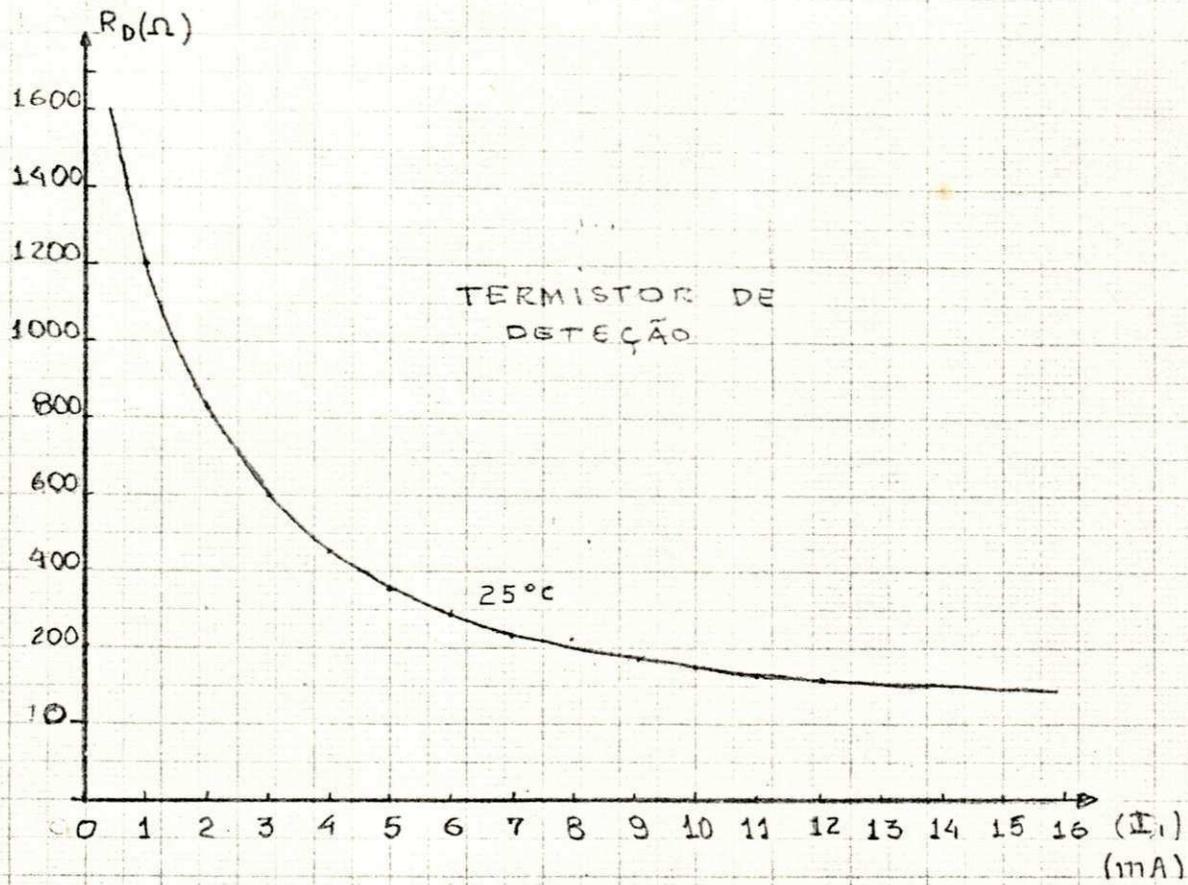


Fig. A.2 - Curvas Características Resistência-Corrente dos Termistores

APÊNDICE B

ESPECIFICAÇÕES E DIAGRAMAS DE CONECCÕES DOS COMPONENTES

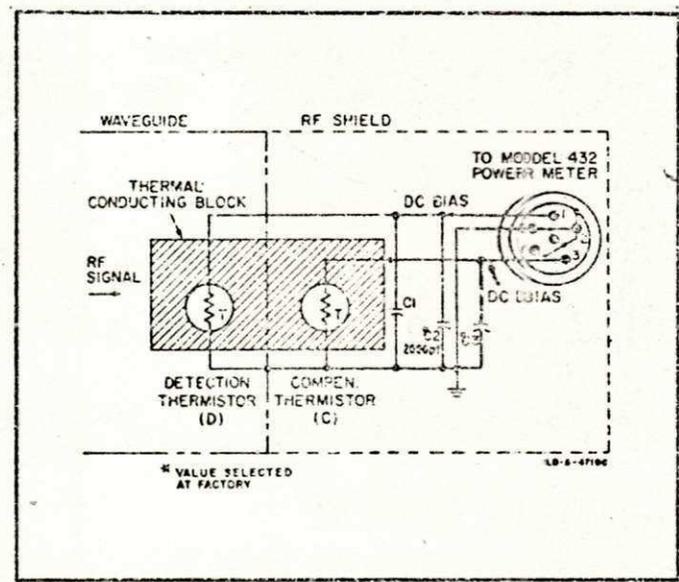


Figure 4. Thermistor Mount Schematic Diagram

μA725

INSTRUMENTATION OPERATIONAL AMPLIFIER

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

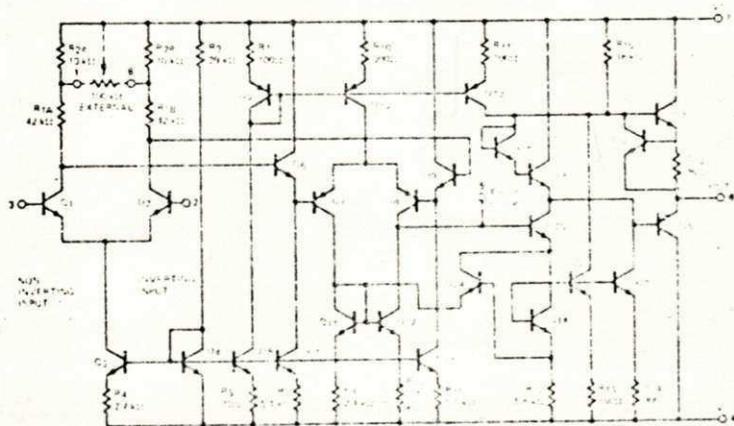
GENERAL DESCRIPTION — The μA725 is an instrumentation operational amplifier constructed on a single silicon chip using the Fairchild Planar* epitaxial process. It is intended for precise, low level signal amplification applications where low noise, low drift and accurate closed loop gain are required. The offset null capability, low power consumption, very high voltage gain as well as wide power supply voltage range provide superior performance for a wide range of instrumentation applications. The μA725 is pin compatible with the popular μA741 operational amplifier.

- **LOW INPUT NOISE CURRENT** 0.15 pA $\sqrt{\text{Hz}}$
- **HIGH OPEN LOOP GAIN** 3,000,000
- **LOW INPUT OFFSET CURRENT** 2 nA
- **LOW INPUT VOLTAGE DRIFT** 0.6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- **HIGH COMMON MODE REJECTION** 120 dB
- **HIGH INPUT VOLTAGE RANGE** $\pm 14\text{ V}$
- **WIDE POWER SUPPLY RANGE** $\pm 3\text{ V TO } \pm 22\text{ V}$
- **OFFSET NULL CAPABILITY**

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	$\pm 22\text{ V}$
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	500 mW
Ceramic DIP	670 mW
Differential Input Voltage (Note 2)	$\pm 22\text{ V}$
Input Voltage (Note 3)	$\pm 22\text{ V}$
Voltage Between Offset Null and V^+	$\pm 0.5\text{ V}$
Storage Temperature Range	
Metal Can, Ceramic DIP	$-65^\circ\text{C to } +150^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	
Military (312 grade)	$-55^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$
Instrument (333 grade)	$-20^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$
Commercial (393 grade)	$0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$
Lead Temperature	
Metal Can, Ceramic DIP (Soldering, 60 Seconds)	300°C

EQUIVALENT CIRCUIT

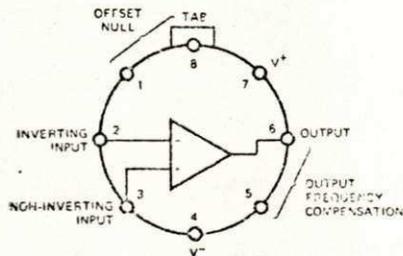


Pin numbers are shown for Metal Can only.

Notes on following pages.

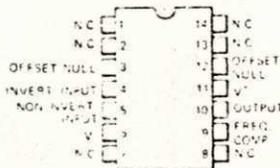
CONNECTION DIAGRAM

8 LEAD METAL CAN (TOP VIEW)



ORDER PART NOS.:
 U5T7725312
 U5T7725333
 U5T7725393

14 LEAD DIP (TOP VIEW)



FOR CERAMIC DIP ORDER PART NOS.:
 U6A7725312
 U6A7725333
 U6A7725393

*Planar is a patented Fairchild process.

DUAL FREQUENCY COMPENSATED OPERATIONAL AMPLIFIER FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

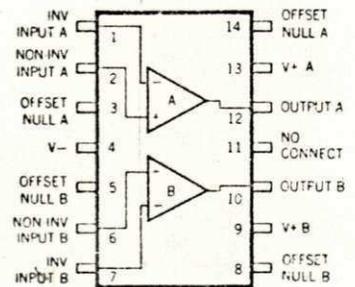
GENERAL DESCRIPTION — The μA747 is a pair of high performance monolithic operational amplifiers constructed on a single silicon chip, using the Fairchild Planar* epitaxial process. They are intended for a wide range of analog applications where board space or weight are important. High common mode voltage range and absence of "latch-up" make the μA747 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. The μA747 is short-circuit protected and requires no external components for frequency compensation. The internal 6 dB/octave roll-off insures stability in closed loop applications. For single amplifier performance, see μA741 data sheet.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH UP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

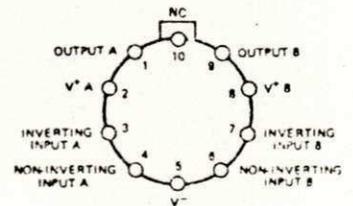
Supply Voltage	
Military (312 Grade)	±22 V
Commercial (393 Grade)	±18 V
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	500 mW
Ceramic DIP	670 mW
Differential Input Voltage	±30 V
Input Voltage (Note 2)	±15 V
Voltage between Offset Null and V ⁻	±0.5 V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
Lead Temperature (Soldering, 60 seconds)	300°C
Output Short-Circuit Duration (Note 3)	Indefinite

**CONNECTION DIAGRAMS
(TOP VIEWS)
14 LEAD DIP**



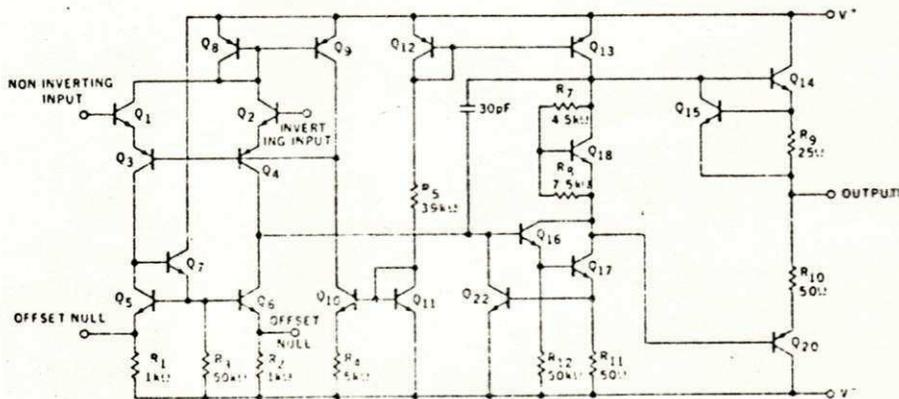
ORDER PART NOS.
U7A7747312
U7A7747393

10 LEAD METAL CAN



ORDER PART NOS.
U5F7747312
U5F7747393

EQUIVALENT CIRCUIT (Each Side)



Notes on following pages.

*Planar is a patented Fairchild process.

MC1594
MC1494

Specifications and Applications Information

MONOLITHIC FOUR QUADRANT MULTIPLIER

... designed for use where the output voltage is a linear product of two input voltages. Typical applications include: multiply, divide, square root, mean square, phase detector, frequency doubler, balanced modulator/demodulator, electronic gain control.

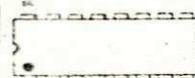
The MC1594/1494 is a variable transconductance multiplier with internal level-shift circuitry and voltage regulator. Scale factor, input offsets and output offset are completely adjustable with the use of four external potentiometers. Two complementary regulated voltages are provided to simplify offset adjustment and improve power-supply rejection.

- Operates With ± 15 V Supplies
- Excellent Linearity - Maximum Error (X or Y): 0.5% (MC1594)
1.0% (MC1494)
- Wide Input Voltage Range - ± 10 volts
- Adjustable Scale Factor, K (0.1 nominal)
- Single-Ended Output Referenced to Ground
- Simplified Offset Adjust Circuitry
- Frequency Response (3 dB Small-Signal) - 1.0 MHz
- Power Supply Sensitivity - 30 mV/V typical

LINEAR FOUR-QUADRANT MULTIPLIER INTEGRATED CIRCUIT

MONOLITHIC SILICON,
EPITAXIAL PASSIVATED

OCTOBER 1970 - DS 9163

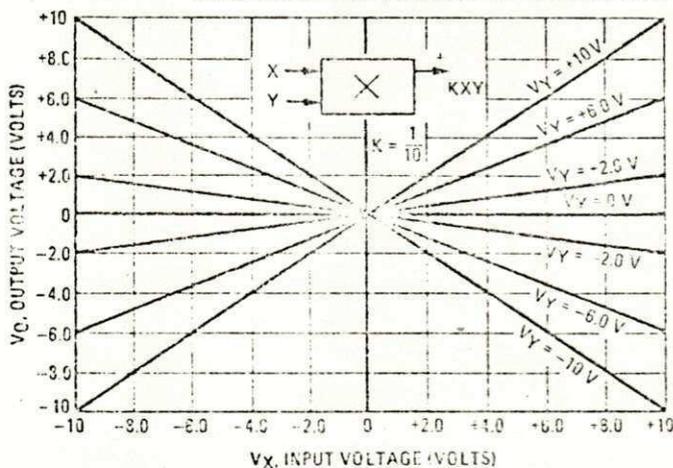


(top view)

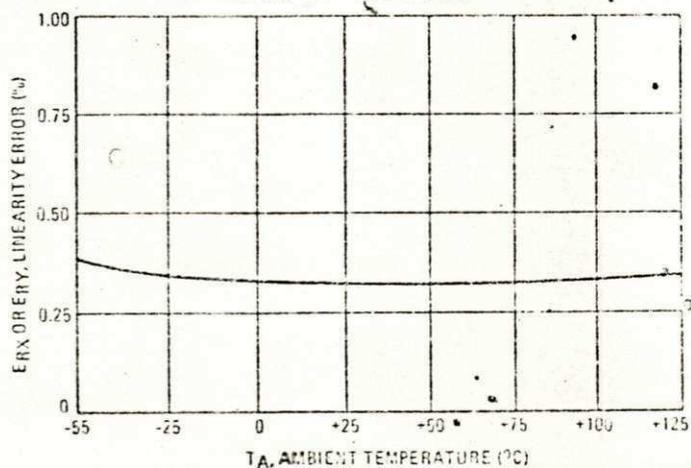


CERAMIC PACKAGE
CASE 620

FOUR-QUADRANT
MULTIPLIER TRANSFER CHARACTERISTIC



TYPICAL LINEARITY ERROR
VERSUS TEMPERATURE



CONTENTS

Subject Sequence	Specification Page No.	Subject Sequence	Specification Page No.
Package Outline Dimensions	2	Circuit Schematic	5
Maximum Ratings	2	DC Operation	6
Electrical Characteristics	2	AC Operation	8
Test Circuits	3	DC Applications	9
Characteristic Curves	4	AC Applications	11
Circuit Description	5	Definitions	13
		General Information Index	14

PRECISION VOLTAGE REGULATOR

FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

69

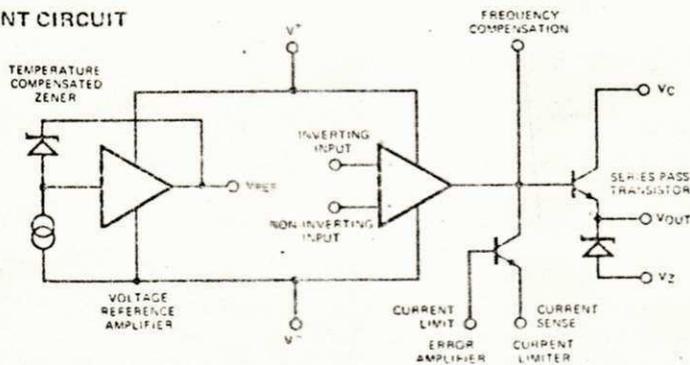
GENERAL DESCRIPTION — The $\mu A723$ is a monolithic voltage regulator constructed on a single silicon chip using the Fairchild Planar* epitaxial process. The device consists of a temperature compensated reference amplifier, error amplifier, power series pass transistor and current limiting circuitry. Additional NPN or PNP pass elements may be used when output currents exceeding 50 mA are required. Provisions are made for adjustable current limiting and remote shutdown. In addition to the above, the device features low standby current drain, low temperature drift and high ripple rejection. The $\mu A723$ is intended for use with positive or negative supplies as a series, shunt, switching or floating regulator. Applications include laboratory power supplies, isolation regulators for low level data amplifiers, logic card regulators, small instrument power supplies, airborne systems and other power supplies for digital and linear circuits.

- POSITIVE OR NEGATIVE SUPPLY OPERATION
- SERIES, SHUNT, SWITCHING OR FLOATING OPERATION
- .01% LINE AND LOAD REGULATION
- OUTPUT VOLTAGE ADJUSTABLE FROM 2 TO 37 VOLTS
- OUTPUT CURRENT TO 150 mA WITHOUT EXTERNAL PASS TRANSISTOR

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

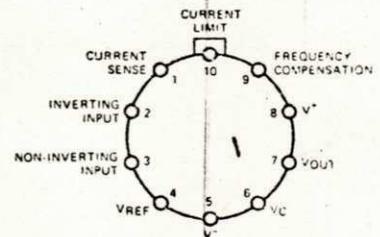
Pulse Voltage from V^+ to V^- , (50 ms) (312 Grade)	50 V
Continuous Voltage from V^+ to V^-	40 V
Input-Output Voltage Differential	40 V
Differential Input Voltage	±5 V
Voltage Between Non-Inverting Input and V^-	+8 V
Current from V_Z	25 mA
Current from V_{REF}	15 mA
Internal Power Dissipation (Note 1)	
Metal Can	800 mW
Ceramic DIP	1000 mW
Silicone DIP	620 mW
Storage Temperature Range	
Metal Can, Ceramic DIP	-65°C to +150°C
Silicone DIP	-55°C to +125°C
Operating Temperature Range	
Military (312 Grade)	-55°C to +125°C
Commercial (393 Grade)	0°C to + 70°C
Lead Temperature	
Metal Can, Ceramic DIP (Soldering, 60 seconds)	300°C
Silicone DIP (Soldering, 10 seconds)	260°C

EQUIVALENT CIRCUIT



Continued on following pages.

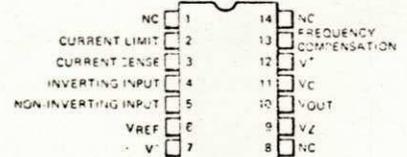
**CONNECTION DIAGRAMS
(TOP VIEW)
10 LEAD METAL CAN**



Note: Pin 5 connected to case.

ORDER PART NOS: U5R7723312
U5R7723393

**14 LEAD DIP
(TOP VIEW)**



FOR CERAMIC DIP
ORDER PART NOS.: U6A7723312
U6A7723393

FOR SILICONE DIP
ORDER PART NO.: U9A772333

*Planar is a patented Fairchild process.

APÊNDICE C

SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA

O arranjo do sistema de transmissão de potência de microondas e os medidores de potência são mostrados na Fig. C.1. A descrição dos componentes [19] corresponde aos itens indicados na figura.

1 - Fonte de Alimentação do Klystron

Fonte de alimentação projetada para ser usada com o klystron reflex 2K25. Esta fonte está operando com uma corrente de resonador de 30 mA, tensão de refletor de -200 V e modulação de 1 KHz (onda quadrada).

2 - Klystron Reflex

O klystron é uma válvula de microondas que utiliza a velocidade de modulação para transformar um feixe contínuo de elétrons em potência de microondas. O oscilador consiste de um klystron reflex 2K25 acoplado a uma seção de guia de onda. Faixa de frequência: 8.5-9.6 GHz. A frequência utilizada para a calibração do medidor é 9.2 GHz.

3 - Isolador

O isolador é uma seção de guia de onda com uma barra de ferrita magnetizada e uma placa resistiva. A potência de microondas sofre pouca atenuação na direção indicada no guia. Na direção contrária a energia é toda absorvida na placa resistiva. O isolador é

uma proteção para o klystron, evita que potência re-
fletida da carga incida no klystron.

4 - Medidor de Frequência

O medidor de frequência consiste de uma cavi-
dade coaxial com um controle externo de sintonia e
uma leitura digital em MHz. Faixa de frequência: 8.2 -
12,5 GHz. A leitura feita neste medidor é 9.2 GHz (fre-
quência de oscilação do klystron).

5 - Atenuador

Este atenuador consiste de um cartão resisti-
vo que é deslocado no interior da secção de um guia
de onda. O deslocamento do cartão resistivo é parale-
lo ao campo elétrico e feito através de um mecanismo
micromedidor. O atenuador varia o nível de potência a
ser transmitida aos medidores.

6 - Detetor de Onda Estacionária

Uma ponta de prova (antena) é inserida na
fenda do guia de onda e acoplada a um medidor de on-
da estacionária através de um diodo detetor. A ponta
de prova pode ser deslocada no guia e a posição indi-
cada em uma escala em milímetro. Este detetor de SWR
indica o descasamento entre a carga e o gerador. Fai-
xa de frequência: 8,2 - 12,5 GHz. Deslocamento mínimo
da ponta de prova: 95 mm. Penetração da ponta de pro-
va: 0 - 3 mm. Cristal detetor: 1N31 (FM7729).

7 - Casador de Impedância

O casador de impedância consta de uma secção

de guia de onda com uma fenda central. Uma ponta de prova é inserida na fenda. A penetração e o deslocamento da ponta de prova são controlados por um mecanismo micromedidor. A ponta de prova apresenta uma impedância puramente reativa. Faixa de frequência: 8,2 - 12,5 GHz. Deslocamento mínimo da prova: 50 mm. Penetração da prova: 0 - 10 mm.

8 - Secção de Guia (Twist)

9 - Carga Casada

Esta carga absorve quase toda a potência incidente. Consta de uma secção de guia de onda com uma vareta de material absorvente. Faixa de frequência: 8,2 - 12,5 GHz. VSWR máximo: 1,02. Potência média: 2W.

10 - Chave de Microondas

Chave com 4 acessos duas posições. Na posição 1 a potência é transmitida ao "T" mágico, na posição 2 é transmitida a carga casada (9).

11 - Secção de Guia (Twist)

12 - "T" Mágico

Possui 4 acessos. Quando potência de microondas incide em um dos acessos metade desta potência aparece em cada termistor.

13 - Termistores

Termistores da HPX482A. Faixa de frequência: 8,2 - 12,5 GHz.

14 - Medidor de Potência de Microondas

Medidor da HP modelo 432A. Faixa de potência: $10\ \mu\text{W}$ - 10 mW.

15 - Medidor de Potência de Microondas

Medidor para calibração em comparação com o HP modelo 432A. Faixa de potência: $10\ \mu\text{W}$ - 10 mW.

16 - Multímetro Digital

Multímetro digital modelo PM 2421. Resolução para tensão DC: $10\ \mu\text{V}$. Precisão: $\pm 0,1\%$ (fundo de escala). Resistência de entrada: $1\ \text{M}\Omega$. Valores de fundo de escala de tensão: 13,99 mV - 1000 V.

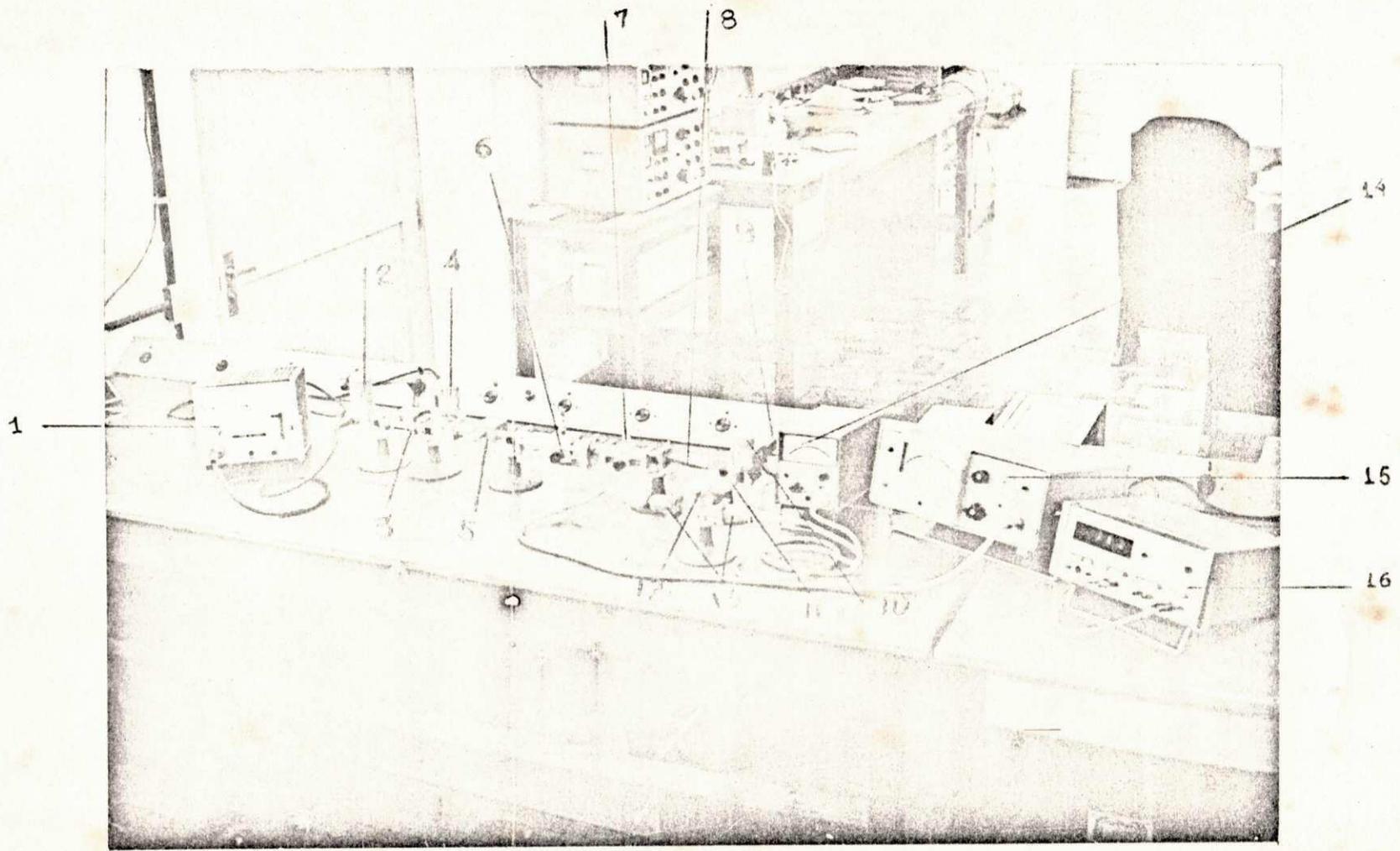


Fig. C.1 - Sistema de Transmissão de Potência

BIBLIOGRAFIA

- 1 - Ginzton, Edward L., Microwave Measurements - 1957
- 2 - Engineering Staff of the Microwave Division HP, Microwave Theory and Measurements - 1962
- 3 - Sifferlen - Vertanian, Digital Electronics with Engineering Applications
- 4 - Millman and Halkias, Electronics Divices and Circuits
- 5 - Burr - Brown Research Corporation, Handbook of Operational Amplifier Applications - 1970
- 6 - Motorola Semiconductor - The Microelectronics Data Book
- 7 - Motorola Semiconductor - The Semiconductor Data Book
- 8 - Electronics, February 7, 1974, pp.(127- 128)
- 9 - Electronics, Ssptember 13, 1973 pp.(131- 132)
- 10 - Electronics, September 27, 1973 pp.(100- 103)
- 11 - Hewlett Packard, Applications Note 64, Nov. 1969
- 12 - RCA Solid State Division - Linear Integrated Circuits
- 13 - Joyce and Clarke, Transistor Circuits Analysis
- 14 - Cassignol, Circuitos de Eletrônica Aplicada
- 15 - Ben-Zeings, Electronic Communication Systems, 1970
- 16 - Clarke and Hess, Communication Circuits Analysis and Design pp.(117- 119)
- 17 - Catálogo da PRD Electronics, Inc., Application Note 21, 1970