

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CONSIDERAÇÕES DE PROJETO DE UM RADIÔMETRO SOLAR DE  
EQUIVALÊNCIA ELÉTRICA**

POR

CHAQUIBE COSTA DE FARIAS

**CONSIDERAÇÕES DE PROJETO DE UM RADIÔMETRO SOLAR DE  
EQUIVALÊNCIA ELÉTRICA**

**CHAQUIBE COSTA DE FARIAS**

Dissertação apresentada à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do grau de Mestre.

Área de Concentração: Processamento da Informação/Instrumentação Eletrônica

**RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE**

**GURDIP SINGH DEEP**

orientadores



F224c Farias, Chaquibe Costa de.  
Considerações de projeto de um radiômetro solar de equivalência elétrica / Chaquibe Costa de Farias. - Campina Grande, 1995.  
110 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1995.  
"Orientação : Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire, Prof. Dr. Gurdip Singh Deep".  
Referências.

1. Medição de Corrente - Radiômetro Solar. 2. Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica. 3. Radiômetro Solar - Projeto. 4. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Freire, Raimundo Carlos Silvério. II. Deep, Gurdip Singh. III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). IV. Título

CDU 621.317.31(043)

**CONSIDERACOES DE PROJETO DE UM RADIOMETRO SOLAR DE  
EQUIVALENCIA ELETRICA**

**CHAQUIBE COSTA DE FARIAS**

Dissertacao Aprovada em 18.01.1995

*Raimundo Carlos Silverio Freire*

**RAIMUNDO CARLOS SILVERIO FREIRE, Dr., UFPB.**

**Orientador**

**GURDIP SINGH DEEP, Ph.D., UFPB**

**Orientador**



**ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB**

**Componente da Banca**

*Pio Caetano Lobo*

**PIO CAETANO LOBO, Ph.D, UFPB**

**Componente da Banca**

**CAMPINA GRANDE - PB**

**Janeiro-1995**

**CONSIDERACOES DE PROJETO DE UM RADIOMETRO SOLAR DE  
EQUIVALENCIA ELETRICA**

**CHAQUIBE COSTA DE FARIAS**

Dissertacao Aprovada em 18.01.1995

*Raimundo Carlos Silverio Freire*

**RAIMUNDO CARLOS SILVERIO FREIRE, Dr., UFPB.**

**Orientador**

**GURDIP SINGH DEEP, Ph.D., UFPB**

**Orientador**



**ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB**

**Componente da Banca**

*Pio Caetano Lobo*

**PIO CAETANO LOBO, Ph.D, UFPB**

**Componente da Banca**

**CAMPINA GRANDE - PB**

**Janeiro-1995**

O tempo passa e muitas coisas ficam em suspensão. As que não foram feitas e as que estão por vir, ambas podem ser imprescindíveis e jamais acontecerem, tornando a realidade, apenas sombras do que poderia ser.

## Dedicatória

Aos meus pais José e Ivanete, meus irmãos  
Sheila e Charles e a minha sobrinha Ayrila

## **Agradecimentos**

Aos professores Raimundo Carlos Silvério Freire e Gurdip Singh Deep, pela orientação deste trabalho.

Ao professor José Sérgio da Rocha Neto, que contribuiu em diversos momentos para realização deste trabalho.

Ao colega Giovanni Cordeiro Barroso pelas conversas esclarecedoras.

Aos colegas Evilacy César Andrade Vieira e Alberto William Mascarenhas, que demonstraram muita presteza ao longo da execução deste trabalho.

À CAPES, Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pela concessão de bolsa de pesquisa para execução deste trabalho.

Ao Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão (CEFET-MA), pela liberação para conclusão deste trabalho.



## RESUMO

Apresentam-se neste trabalho, considerações de projeto de um radiômetro solar de equivalência elétrica. São feitas considerações quanto ao sensor e quanto às configurações possíveis para implementação. Dentre estas, mostram-se configurações em pontes auto-equilibradas e com fontes controladas de corrente e são feitas comparações entre elas. Discute-se, também, as formas de excitação do sensor, podendo ser na forma analógica ou de pulsos modulados em largura. Mostra-se uma implementação de um radiômetro com dois sensores, um pintado de preto e outro de branco, com modulação em largura de pulso.

## ABSTRACT

In this work are shown considerations about project of a solar radiometer of electrical equivalence. Considerations are done in relation to the sensor and possible configurations to implement. Among these, configurations show themselves in auto-equilibrated bridges and with controlled current sources and are done comparisons among them. Also, it is discussed the sensor excitation forms, it can be under the analogical form or modulating pulses in width. It is shown an implement of a radiometer with two sensors, one painted in black and the other in white, with modulation in pulse width.

## SUMÁRIO

RESUMO.....	IV
ABSTRACT.....	V
SUMÁRIO.....	VI
LISTA DE FIGURAS.....	IX
LISTA DE ABREVIACÕES.....	XII
LIISTA DE SÍMBOLOS.....	XIII
INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 1 - RADIÔMETROS DE EQUIVALÊNCIA ELÉTRICA.....	6
1.1 - Considerações Gerais.....	6
1.2 - Princípio da Diferença de Temperatura.....	8
1.3 - Princípio da Equivalência Elétrica.....	8
1.3.1 - Método da Compensação.....	9
1.3.2 - Método da Substituição.....	10
1.3.3 - Comparação entre os Métodos da Substituição e da Compensação.....	11
1.3.4 - Evolução dos Radiômetros de Compensação.....	13
1.3.5 - Considerações Sobre os Radiômetros de Substituição com dois Sensores.....	14

1.3.6 - Configurações para um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica.....	15
<b>CAPÍTULO 2 - CONFIGURAÇÕES PARA UM RADIÔMETRO SOLAR DE EQUIVALÊNCIA ELÉTRICA.....</b>	<b>21</b>
2.1 - Características Físicas, Térmicas e Elétricas do Sensor.....	21
2.1.1 - Relação Resistência x Temperatura do Sensor.....	22
2.1.2 - Relação Resistência x Corrente Através do Sensor.....	24
2.1.3 - Polarização do Sensor.....	25
2.1.4 - Constante de Tempo Térmica do Sensor.....	27
2.2 - Configurações em Ponte para um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica.....	29
2.2.1 - Configurações em Ponte Realimentada.....	31
2.2.2 - Redução na Tensão de Modo Comum nas Estruturas em Ponte Realimentada.....	33
2.2.3 - Processamento dos Sinais das Pontes.....	35
2.2.4 - Excitação das Pontes por Sinais Modulados em Largura de Pulsos.....	40
2.3 - Configurações com Fonte Controlada de Corrente.....	49
2.3.1 - Configurações com Fontes Controladas de Corrente Lineares.....	49
2.3.2 - Configurações com Fontes de Corrente com Modulação em Largura de Pulsos.....	53
<b>CAPÍTULO 3 - MONTAGEM E TESTES.....</b>	<b>63</b>
3.1 - Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica com Excitação PWM.....	65
<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>73</b>
<b>APÊNDICE A - CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MICROCONTROLADOR MC68HC11.....</b>	<b>75</b>
A.1 - Arquitetura Interna.....	75
A.2 - Registradores.....	76
A.3 - Memórias.....	77
A.4 - Conversor A/D.....	77
A.5 - Temporizador.....	78
A.5.1 - Acumulador de Pulsos.....	79
A.6 - Interface para Comunicação Serial (S.C.I.).....	79
A.7 - Interface Periférica Serial (S.P.I.).....	80

APÊNDICE B - CONVERSOR A/D DE RAMPA DUPLA.....	81
APÊNDICE C - CONVERSORES A/D DE RAMPA DUPLA COM MICROCONTROLADOR.....	95
APÊNDICE D - CONVERSOR A/D COM MICROCONTROLADOR POR INTEGRAÇÃO DISCRETA DAS AMOSTRAS.....	105
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	107

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Diagrama ilustrativo do método da compensação.....	10
Figura 1.2 - Diagrama ilustrativo do método da substituição.....	11
Figura 1.3 - Configuração básica de um radiômetro solar de equivalência elétrica.....	16
Figura 1.4 - Configuração de um radiômetro solar com dois sensores.....	18
Figura 1.5 - Configuração de um radiômetro solar com estruturas em ponte.....	19
Figura 2.1 - Representação física do sensor.....	22
Figura 2.2 - Arranjo dos sensores.....	22
Figura 2.3 - Curva de variação da resistência do sensor branco em função de sua temperatura.....	24
Figura 2.4 - Circuito para determinação da curva $R_s$ x $I$ do sensor.....	25
Figura 2.5 - Curva da variação da resistência do sensor branco em função da corrente que o atravessa, para uma temperatura ambiente de $27^{\circ}\text{C}$ .....	26
Figura 2.6 - Sensor termo-resistivo excitado, simultaneamente, por corrente e radiação.....	28
Figura 2.7 - Configuração em ponte realimentada.....	31
Figura 2.8 - Configuração em ponte realimentada com alimentação simétrica.....	34
Figura 2.9 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento analógico dos sinais $V_b$ e $V_p$ .....	37
Figura 2.10 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento digital dos sinais $V_b$ e $V_p$ feito por um microcontrolador.....	38
Figura 2.11 - Diagrama de um radiômetro solar equivalência elétrica com processamento digital dos sinais $V_b$ e $V_p$ feito por um microcontrolador com conversor A/D de rampa dupla.....	39

Figura 2.12 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento digital dos sinais $V_b$ e $V_p$ feito por um microcontrolador com conversor A/D de 16 bits com integração de amostras do conversor de 8 bits.....	40
Figura 2.13 - Excitação das pontes com pulsos modulados em largura.....	42
Figura 2.14 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento dos sinais e equilibragem das pontes feita por um microcontrolador.....	46
Figura 2.15 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com correções proporcionais ao desequilíbrio da ponte.....	48
Figura 2.16 - Diagrama de um radiômetro solar com fonte controlada de corrente.....	50
Figura 2.17 - Diagrama de um radiômetro solar com fonte controlada de corrente e integrador.....	51
Figura 2.18 - Possibilidades de implementação de somador, subtrator e multiplicador. a - com microcontrolador e conversor A/D de rampa dupla; b - com circuitos analógicos.....	52
Figura 2.19 - Diagrama de um radiômetro solar com excitação dos sensores por correntes moduladas em largura de pulso.....	54
Figura 2.20 - Diagrama de um radiômetro solar com excitação dos sensores por correntes moduladas em largura de pulso baseado em microcontrolador.....	57
Figura 2.21 - Diagrama de um radiômetro solar com excitação dos sensores por correntes moduladas em largura de pulso baseado em microcontrolador.....	57
Figura 3.1 - Diagrama de blocos de um radiômetro solar de equivalência elétrica com modulação em largura de pulso.....	64
Figura 3.2 - Diagrama elétrico de um radiômetro solar de equivalência elétrica, utilizando modulação em largura de pulso (PWM).....	65
Figura 3.3 - Sinal PWM.....	66
Figura 3.4 - Modulador de largura de pulso.....	68
Figura A.1 - Arquitetura do microcontrolador MC68HC11.....	76
Figura A.3.1 - Mapeamento de memórias internas ao MC68HC11.....	77
Figura B.1 - Princípio de funcionamento de um conversor de rampa dupla.....	82
Figura B.2 - Integrador do conversor A/D considerando-se a tensão de “off-set”.....	85
Figura B.3 - Redução do erro causado pela tensão de “off-set”.....	88

Figura B.4 - Conversão A/D (rampa dupla). Entre  $t_1$  e  $t_2$ ,  $S_1$  está em GND; entre  $t_4$  e  $t_5$ ,  $S_1$  está em  $V_i$ , entre  $t_2$  e  $t_3$ ,  $S_1$  está em  $V_r$  e entre  $t_5$  e  $t_6$   $S_1$  está em  $V_r$ .....93

Figura B.5 - Radiômetro solar de equivalência elétrica, utilizando a técnica de conversão A/D rampa dupla.....94

Figura C.1 - Diagrama elétrico de um radiômetro solar de equivalência elétrica, com conversor A/D de rampa dupla.....96

Figura D.1 - Conversor A/D com integração discreta das amostras.....106



## LISTA DE ABREVIACOES

A/D	Analógico/Digital
D/A	Digital/Analógico
CPU	Central Processor Unit
I/O	Input/Output
GND	Referência de Sinal
LSB	Least Significant Byte/Bit
RAM	Random Access Memory
ROM	Read Only Memory
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
PWM	Pulse Width Modulation
$\mu$ s	Microsegundo
PC	Contador de Programa
SP	Apontador de Pilha
CCR	Registrador de Códigos de Condioes
PACTL	Registrador de Controle do Acumulador de Pulsos
ADR	AD Result Register
ADCTL	AD Control/Status Register
S.C.I.	Interface para Comunicação Serial
S.P.I.	Interface Serial Periférica

## Lista de Símbolos

A	área do sensor ( $m^2$ )
m	Massa do sensor (kg)
c	Calor específico do sensor ( $J/kg\ ^\circ C$ )
U	Coefficiente global de transferência de calor ( $W/m^2\ ^\circ C$ )
t	Tempo (s)
$T_a$	Temperatura ambiente ( $^\circ C$ )
$T_s$	Temperatura do sensor ( $^\circ C$ )
$P_e$	Potência elétrica dissipada por efeito Joule (W)
$R_s$	Resistência elétrica do sensor na temperatura $T_s$ ( $\Omega$ )
$R_0$	Resistência elétrica do sensor na temperatura de $0\ ^\circ C$ ( $\Omega$ )
$\tau$	Constante de tempo intrínseca do sensor termo-resistivo (s)
$\beta$	Coefficiente de temperatura da resistência elétrica do sensor ( $1/^\circ C$ )
H	Radiação incidente ( $W/m^2$ )
$\Delta t$	Diferença entre a temperatura do sensor, $T_s$ , e a temperatura ambiente, $T_a$ ( $^\circ C$ )
I	Corrente elétrica (mA)
$\frac{dV_s}{dR}$	Sensibilidade de $V_s$ em relação a R ( $V/\Omega$ )
$\frac{dV_s/V_s}{dH/H}$	Sensibilidade normalizada de $V_s$ em relação a H

## INTRODUÇÃO

A partir da revolução industrial, tem-se uma nova ordem mundial, onde as fontes de energia assumem um papel preponderante no desenvolvimento das nações. A partir desse fato, observa-se que a exploração das fontes de energia existentes e a busca de novas fontes energéticas, têm sido uma constante no cenário internacional.

Pode-se classificar as fontes de energia em renováveis e não renováveis. Dentre as últimas pode-se citar: gás natural, petróleo, carvão, turfa, xisto, areias betuminosas e combustíveis nucleares; e dentre as primeiras: radiação solar, biomassa, quedas d'águas, ventos e marés [1].

Existem estimativas que indicam que as reservas de fontes energéticas não renováveis estarão extintas num futuro não muito distante. As reservas de carvão deverão se esgotar por volta do ano 2500, as de petróleo em torno de 2100 e as de gás natural em 2015 [2]. Desta maneira, torna-se necessário uma substituição crescente da taxa de consumo das fontes energéticas não renováveis, por fontes energéticas renováveis.

Portanto, a busca de fontes alternativas de energia, é uma necessidade premente da humanidade. Uma boa alternativa é a energia solar, que é renovável e tem as mais variadas aplicações, por exemplo: para aquecimento de água; na secagem de grãos; no atendimento das necessidades de energia elétrica de uma residência; em espaçonaves e satélites, que têm as suas paredes externas revestidas por fotocélulas [3]. Entretanto, sua utilização em grande escala, ainda não está difundida, quer seja pelo custo reduzido dos combustíveis fósseis e da energia hidráulica, quer seja pelo baixo rendimento de transformação em energia elétrica, quer seja pela necessidade de acumuladores para o período noturno.

Nas regiões norte e nordeste do Brasil a exploração da energia solar é atraente, já que se tem sol, praticamente, o ano inteiro. Entretanto, o seu potencial energético ainda não está bem determinado, desse modo um radiômetro é de bastante utilidade para este fim e pode ainda ser utilizado, nestas e em outras regiões, para equacionamento de problemas de ambiência, em projetos de irrigação, de armazenamento de água, balanço energético de vegetações, dentre outras aplicações [3].

A radiação emitida pelo sol abrange um espectro largo de frequências, que contém diversos sinais além da luz visível. Como exemplos de sinais eletromagnéticos emitidos pelo sol, cujos comprimentos de onda são maiores que o da luz visível, pode-se citar: as ondas de rádio, micro-ondas e raios infra vermelho, e menores: raios ultra-violeta, raios-x e raios gama. A camada de ozônio na atmosfera terrestre, absorve boa parte dessa radiação, protegendo a vida na superfície, mas a luz solar ainda chega em boa quantidade de modo a poder ser aproveitada como fonte de energia.

Um aspecto relevante, no que tange ao uso da energia solar, é que o interesse pela mesma é relativamente recente, sendo bastante reduzido o número de estações solares em

funcionamento. *“A base científica para a utilização da energia solar pelo homem foi adquirida há alguns anos, mas faltava a vontade política para a extensão de sua exploração em larga escala. Não obstante, o congresso internacional “ O Sol a Serviço da Humanidade” (Unesco, julho de 1973) atraiu a atenção sobre a perspectiva de suprir de maneira conveniente e econômica uma parte significativa das necessidades de energia da humanidade antes do fim do século. As aplicações em pequena escala já estão em operação e constantemente ganham novos mercados” [5].*

Dados de 1980 indicam que a quantidade de energia utilizada no planeta por ano é da ordem de  $3,5 \times 10^{20}$  J, enquanto que a energia solar interceptada pelo disco da terra durante um ano é de  $5,5 \times 10^{24}$  J. Desta quantidade, 30% é refletida ou espalhada para o espaço, 21% é absorvida pela atmosfera e 49% atinge a superfície do planeta (24% é usada na evaporação e 25% no aquecimento do solo e da água). Desse modo uma parcela considerável atinge efetivamente a superfície terrestre, podendo, portanto, ser utilizada para as necessidades energéticas da humanidade, se bem aproveitada [4].

No Brasil, vêm sendo feitos esforços no sentido do aproveitamento de fontes renováveis de energia, como por exemplo o uso do álcool hidratado como combustível para automóveis, que tem um processo de produção que origina energia de um modo muito mais diluído do que a energia solar [4].

Segundo D. Basso, a partir de dados do Ministério da Agricultura sobre a produção de álcool hidratado no Brasil, *“pode-se concluir que a energia obtida na queima total do álcool produzido a partir da cana de açúcar plantada num hectare durante um ano é, nas melhores condições, cerca de 1/730 da energia solar incidente nesta mesma superfície durante o mesmo intervalo de tempo, e isto no Rio Grande do Sul, que é o estado brasileiro*

*menos favorecido na incidência de energia solar. Novamente pode-se perceber o imenso potencial energético representado pela energia solar” [4].*

Os dados referentes ao fluxo solar irradiante são fornecidos, geralmente, pelos órgãos ligados aos serviços meteorológicos. Estes serviços têm como função básica a previsão do tempo, que não necessita de dados precisos sobre a radiação solar, além disso os bancos de dados atualmente disponíveis são insuficientes e os meios necessários à exploração das medidas são muito reduzidos [5].

Em função do interesse crescente pela energia solar, e diante da necessidade de obtenção de dados mais confiáveis e em maior quantidade sobre o fluxo solar incidente, fomentou-se a realização de medidas feitas fora dos serviços meteorológicos. Essas medidas têm sido realizadas, utilizando-se radiômetros de diferença de temperatura, como os pirômetros a termopilha, que são relativamente estáveis, fáceis de operar e respondem com rapidez adequada as mudanças no fluxo irradiante incidente. Entretanto, esses aparelhos necessitam de calibrações regulares relativamente complicadas, pois o aumento da temperatura do detector é função das condições ambientais, da sua geometria e inclinação (sua utilização em superfícies inclinadas acarreta erros de medida muito maiores do que em superfícies horizontais). Além disso, a maioria desses instrumentos é importada e têm custo alto [5].

Devido as limitações apresentadas pelos métodos convencionais de medição da radiação solar, partiu-se para um método mais acurado e reprodutível, que usa o princípio da equivalência elétrica.

Neste trabalho, no capítulo 1, mostra-se o princípio da equivalência aplicado à medição de radiação solar e analisam-se duas configurações genéricas.

No capítulo 2 apresentam-se considerações de projeto de um radiômetro solar com este princípio e são discutidas várias possibilidades de implementação e feitas comparações com relação aos seus desempenhos, em especial no que diz respeito à sensibilidade e resposta dinâmica.

No capítulo 3, são apresentados e discutidos os procedimentos de projetos e os testes realizados com uma implementação de um radiômetro solar de equivalência elétrica com modulação em largura de pulso. Em seguida, são feitas as considerações finais e as conclusões.

O apêndice A mostra as características do microcontrolador MC68HC11, o B mostra a técnica de conversão A/D por rampa dupla e o C e o D, mostram técnicas de conversão A/D com microcontrolador.

## **RADIÔMETROS DE EQUIVALÊNCIA ELÉTRICA**

Neste capítulo apresenta-se as características dos sensores, que podem ser utilizados para medição da radiação solar, e tem-se uma comparação destas características, objetivando-se fazer uma escolha criteriosa do sensor. Mostra-se, também, os princípios de medição da radiação solar, dando-se ênfase ao princípio da equivalência elétrica. Tem-se, ainda, um retrospecto histórico onde é mostrado a evolução dos radiômetros. Além disso, faz-se uma análise de duas configurações básicas, das quais derivam todas as estruturas propostas, neste trabalho, para um radiômetro solar de equivalência elétrica.

### **1.1 - Considerações Gerais**

As características desejadas de um medidor de radiação solar, são: resposta rápida (constante de tempo pequena), espectro amplo (por exemplo, o solar que vai aproximadamente de 0,2  $\mu\text{m}$  a 4  $\mu\text{m}$ ) e sensibilidade elevada. Estas características determinam a qualidade do instrumento de medição (radiômetro) e devem ser consideradas no projeto do mesmo.



Existem dois tipos de sensores de radiação solar: térmicos (termopares, termo-resistores, etc) e ópticos (diodo fotossensível, célula fotovoltaica, etc). Os sensores ópticos apresentam resposta rápida e espectro limitado, enquanto que os sensores térmicos apresentam resposta lenta e espectro amplo. Portanto, não estão presentes no mesmo tipo de sensor, as características necessárias para poder-se utilizá-lo num medidor de radiação solar, que responda a variações rápidas da radiação.

A resposta temporal dos sensores utilizados para medição da radiação solar, depende basicamente da forma de absorção da radiação. A resposta é rápida, quando esta é absorvida diretamente pelos sensores, e lenta, se ela é convertida para alguma outra grandeza (temperatura, por exemplo), que é o caso dos termosensores. A dimensão e a geometria dos sensores também têm influência na resposta temporal dos mesmos. No entanto, a resposta lenta dos sensores termo-resistivos é determinada, fundamentalmente, pelo substrato no qual ele está depositado

Apesar de terem resposta lenta, os sensores térmicos são mais apropriados para a medição da radiação solar, uma vez que respondem a todo o espectro solar. Contudo, foram feitos experimentos onde é demonstrado, que o tempo de resposta do sensor depende da estrutura na qual ele é colocado. Esta estrutura pode ser de malha aberta ou malha fechada (realimentada). Nestes experimentos obteve-se uma constante de tempo em torno de 15 s, no caso de malha aberta, e cerca de 600 ms, no caso de malha fechada [6]. Portanto, utilizando-se sensores termo-resistivos em estruturas realimentadas, para medição da radiação solar, pode-se obter uma configuração que responda a todo espectro solar com uma constante de tempo relativamente baixa.

Alguns princípios de medição de radiação solar com sensores termo-resistivos são mostrados a seguir.

## **1.2 - Princípio da Diferença de Temperatura**

A temperatura de um sensor termo-resistivo e, conseqüentemente, sua resistência elétrica dependem da radiação incidente. Medindo-se a variação dessa resistência, devida a uma variação na radiação incidente, tem-se, portanto, uma medida indireta da sua temperatura e da radiação (princípio da diferença de temperatura). Sabendo-se o valor da resistência na ausência de radiação, pode-se conhecer o valor da intensidade desta [7].

Um exemplo típico de um radiômetro de diferença de temperatura é um piranômetro a termopilha. Este instrumento é relativamente estável, fácil de operar e responde com rapidez adequada a mudanças no fluxo irradiante. Entretanto, o aumento da temperatura do sensor de radiação é função das condições ambientais, de sua inclinação e geometria. Em função disto e da alteração das características do sensor ao longo do tempo, necessita-se de compensação e calibração regulares deste [8].

## **1.3 - Princípio da Equivalência Elétrica**

Uma alternativa aos radiômetros de diferença de temperatura e que não apresenta esses problemas pode ser os radiômetros de equivalência elétrica. O princípio destes consiste no ajuste da intensidade de corrente elétrica através do sensor, de acordo com a variação da radiação, objetivando-se manter a sua temperatura constante e, conseqüentemente, sua resistência. Em outras palavras, uma variação na potência térmica produzida pela radiação no sensor, é substituída por uma variação igual e de sentido oposto na potência elétrica dissipada

no mesmo, de modo a manter a sua temperatura constante. Medindo-se a variação da corrente elétrica através do sensor, pode-se determinar a variação de sua potência elétrica e, conseqüentemente, as radiações absorvida e incidente sobre o mesmo. A radiação absorvida pelo sensor é igual a radiação incidente vezes o coeficiente de absorção. No caso ideal, onde o coeficiente de absorção do sensor é 1, as referidas radiações são iguais.

Existem dois métodos de se implementar o princípio da equivalência elétrica: da compensação e da substituição. A escolha de um deles é determinado pelo tipo de característica que se deseja, sobretudo no que diz respeito ao tempo de resposta e precisão da medida.

### 1.3.1 - Método da Compensação

No método da compensação, usa-se dois sensores, um pintado de preto (sensor de radiação),  $R_s$ , que absorve a radiação incidente e outro pintado de branco (sensor de compensação),  $R_c$ , que possibilita fazer a compensação da temperatura ambiente, e uma fonte controlada de corrente  $I$  (Figura 1.1).

Escolhe-se  $R_c \gg R_s$ , de modo que, para uma corrente dada  $I$ , a potência dissipada por efeito Joule em  $R_c$  seja bem maior que em  $R_s$ . O sensor  $R_s$  é exposto à radiação, enquanto o sensor  $R_c$ , geométrica e termicamente idêntico a  $R_s$ , é submetido a uma radiação nula e aquecido eletricamente, a mesma temperatura do sensor de radiação. Os sensores são geométrica e termicamente idênticos se eles forem construídos com o mesmo tipo de material, mesma geometria, orientação, propriedades térmicas e se estiverem no mesmo ambiente térmico.

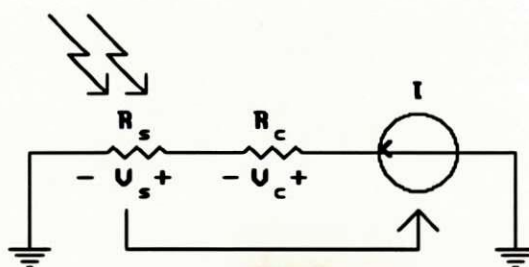


Figura 1.1 - Diagrama ilustrativo do método da compensação

Ajustando-se a corrente  $I$ , quando da existência de radiação, de tal forma a manter a razão  $V_c/V_s$  ou  $R_c/R_s$  constante, então a diferença entre as potências elétricas fornecidas aos sensores de radiação e compensação, é igual a potência da radiação absorvida pelo sensor preto e tem-se na variação de  $I$ , o valor indireto da variação da radiação.

### 1.3.2 - Método da Substituição

O método da substituição, usado em radiômetros de equivalência elétrica, pode ser representado como na Figura 1.2, na qual usa-se somente um sensor  $R_s$  e uma fonte controlada de corrente  $I$ . Quando o sensor é submetido a uma variação de radiação solar, tem-se uma variação respectiva de sua resistência elétrica. Ajustando-se a corrente  $I$ , de maneira que  $R_s$  fique constante, tem-se na variação de  $I$  uma medida indireta da variação da radiação.

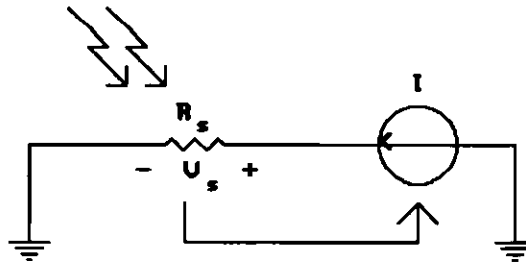


Figura 1. 2 - Diagrama ilustrativo do método da substituição

Pode-se encontrar a intensidade da radiação a partir da variação de  $I$  e do seu valor para uma radiação conhecida. Neste caso, como usa-se apenas um sensor, ele deve ser submetido alternadamente, à radiação que se quer medir e a uma radiação nula, enquanto sua temperatura é feita constante e igual à temperatura de um envólucro, pelo ajuste de  $I$ . A diferença de potência elétrica aplicada entre as duas etapas de medição é igual a potência absorvida da radiação.

Esse método pode também ser implementado com duas estruturas iguais à da Figura 1.2, com sensores idênticos geométrica e termicamente, mas em uma estrutura o sensor deve ser pintado de preto e na outra o sensor deve ser pintado de branco. O primeiro é sensível à radiação e à temperatura ambiente e o segundo somente à esta última. Desse modo pode-se compensar variações na temperatura ambiente.

### 1.3.3 - Comparação entre os Métodos da Substituição e da Compensação

Em função do modo alternado de operação, o radiômetro de equivalência elétrica por substituição que usa somente um sensor tem uma resposta temporal mais lenta do que o de compensação e do que o de substituição com dois sensores. Isto se deve ao fato de sua precisão está associada ao nível de variação da radiação incidente. Quando as variações da

radiação incidente têm períodos pelo menos dez vezes maiores que o intervalo entre observações consecutivas, tem-se uma medida precisa. Este critério não precisa ser observado, se as medições de referência forem restritas a período de pouca variação na radiação. Por isso, o radiômetro que utiliza o método da substituição com um só sensor é mais acurado em medições onde a radiação é constante ou varia lentamente, visto que utiliza apenas um sensor, o que elimina erros devido a diferenças térmicas entre os sensores, que ocorrem no caso do radiômetro de compensação elétrica. Em função disso, o radiômetro de substituição elétrica com um só sensor é utilizado com detectores de cavidade em piroeliômetros padrão de grande acuidade e precisão, para a determinação da constante solar, e como instrumento de referência em dias de céu claro [8].

Apesar do método da substituição com um só sensor possibilitar uma medida da radiação mais precisa, tem-se uma resposta temporal mais lenta, comparada com o método da compensação ou da substituição com dois sensores. Por isso, para implementar-se um radiômetro de equivalência elétrica, capaz de detectar variações rápidas da radiação, deve-se utilizar um desses dois últimos.

Comparando os métodos que usam dois sensores, pode-se concluir que o da substituição tem uma resposta mais rápida, pois neste os sensores são mantidos a temperatura constante, por uma malha de realimentação automática, enquanto que no de compensação a temperatura dos sensores varia e o tempo para aquecer ou esfriar os sensores diminui o tempo de resposta do radiômetro

Para minimizar o problema da precisão, no que diz respeito a perdas térmicas diferentes no sensor preto e no sensor branco, deve-se usar sensores geométrica e

termicamente idênticos, mesmo assim, ainda existe um erro, tendo em vista que não se consegue dois sensores exatamente iguais, sob o ponto de vista térmico e geométrico.

#### 1.3.4 - Evolução dos Radiômetros de Compensação

Em 1893 K.J. Angstrom desenvolveu um pireliômetro de compensação elétrica. Este instrumento *“possui duas tiras metálicas montadas paralelamente lado a lado, pintadas de preto, onde incide o fluxo irradiante com termojunções presas no verso. Uma é exposta ao fluxo incidente e a outra, sombreada por um anteparo, é aquecida eletricamente até a mesma temperatura da primeira utilizando a leitura das termojunções”* [12]. *“Em 1919 A.K. Angstrom desenvolveu um piranômetro de compensação elétrica onde a temperatura de duas tiras brancas acusadas por termopares foi mantida igual à de duas idênticas tiras pretas por aquecimento elétrico”* [12]. Este instrumento não teve muita receptividade, provavelmente por conta da necessidade de ajustar-se a corrente manualmente, para acompanhar variações no fluxo solar, apesar de ser, teoricamente, mais acurado que os piranômetros que medem o aumento da temperatura do sensor. Nesta época não se dispunha de amplificadores eletrônicos a custo reduzido, que possibilitasse a equilibragem dinâmica do instrumento, quando da existência de uma variação na radiação solar.

Com o advento dos amplificadores operacionais na forma de circuitos integrados tornou-se viável a implementação de radiômetros de equivalência elétrica com realimentação negativa automática para manter o sensor a temperatura constante. Nestas estruturas, a constante de tempo do sensor é reduzida por um fator igual ao ganho de malha fechada, quando comparada com seu tempo de resposta em malha aberta [6].

### 1.3.5 - Considerações sobre os Radiômetros de Substituição com dois Sensores

Radiômetros de equivalência elétrica, que utilizam o método da substituição com dois sensores, deve ter um pintado de preto para absorver a radiação e o outro de branco para refletir a radiação. Idealmente o coeficiente de absorção do sensor preto é 100%, enquanto que o do sensor branco é 0%, entretanto isso não se verifica na prática. As características de absorção e reflexão de cada sensor têm também uma influência direta na sensibilidade da medida da radiação; quanto mais estas características se aproximarem do caso ideal, tanto maior será a sensibilidade.

Como dito anteriormente, os sensores devem ser geométrica e termicamente idênticos, para se conseguir essa identidade, eles devem ser construídos com o mesmo tipo de material, mesmas dimensões e orientação, além disso eles devem estar no mesmo ambiente térmico. Desse modo, os sensores apresentam uma mesma variação de temperatura para a mesma excitação, pois as perdas térmicas são iguais para ambos, já que considerou-se que a capacitância térmica e as transferências de calor por convecção, condução e radiação entre detetor e meio são iguais para os sensores. Desta maneira, viabiliza-se o cancelamento da variação térmica, decorrente da variação da temperatura ambiente, otimizando-se o grau de precisão da medida da radiação solar.

Diversas configurações são passíveis de implementação utilizando-se o princípio da equivalência elétrica por substituição com dois sensores, algumas possibilidades são discutidas no capítulo 2, que são variantes de duas configurações básicas mostradas a seguir.



### 1.3.6 - Configurações para um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica

Os sensores termo-resistivos são excitados por qualquer grandeza que faça variar suas temperaturas e conseqüentemente suas resistências. No caso dos sensores usados para medição de radiação solar, essas grandezas são a radiação, as correntes elétricas que os atravessam e a temperatura ambiente. A variação de suas resistências em função da temperatura ambiente é indesejável, desse modo são usados dois sensores (um pintado de preto e o outro de branco) para que se possa compensar essa variação.

Esses sensores devem ser geométrica e termicamente idênticos e devem estar no mesmo ambiente térmico, para que a variação de suas resistências devida a temperatura ambiente seja a mesma para os dois sensores. A Figura 1.3 mostra uma configuração derivada da Figura 1.2, onde uma fonte de corrente controlada por tensão é usada para manter a temperatura do sensor, e conseqüentemente sua resistência, constantes. Essa configuração deve ser usada para os dois sensores.

A temperatura do sensor é função da corrente que o atravessa, da radiação incidente e da temperatura ambiente. Quando a temperatura ambiente ou a radiação varia, há uma tendência de variação da tensão sobre o sensor, variando a tensão de saída do amplificador, que controla o valor da corrente através do resistor de modo a manter a tensão entre seus terminais constante e igual a  $V_{ref}$ .

Em regime permanente, a temperatura do sensor e a potência térmica dissipada por este, devem então ser constantes, desse modo pode-se escrever:

$$P_i = P_{ci} + P_{ti} + P_{hi} \quad (1:01)$$

onde:  $i = b, p$  ;  $b \leftarrow$  branco ;  $p \leftarrow$  preto,  $P_i$  é a potência total dissipada no sensor e  $P_{ci}$ ,  $P_{ti}$  e  $P_{hi}$  são as potências no sensor devidas a corrente que o atravessa, a temperatura ambiente e a radiação, respectivamente.

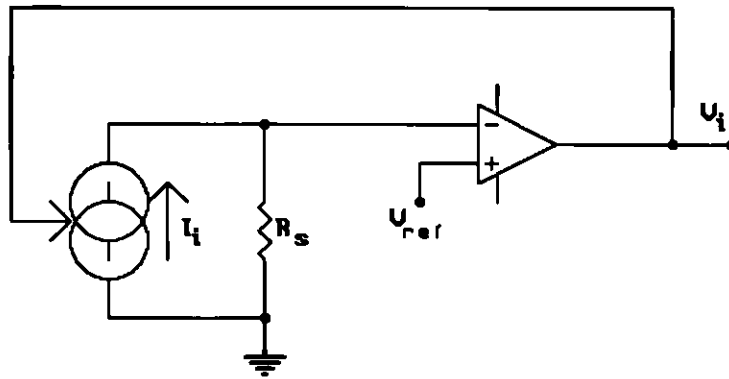


Figura 1.3 - Configuração básica de um radiômetro solar de equivalência elétrica.

Substituindo-se  $P_{ci}$  por  $R_s I_i^2$  e  $P_{hi}$  por  $\alpha_i A H$ , onde  $\alpha$  é o coeficiente de absorção da radiação do sensor,  $A$  é a superfície do sensor exposta a radiação  $H$ , tem-se:

$$P_i = R_s I_i^2 + P_{ti} + \alpha_i A H \quad (1:02)$$

Se, com radiação nula, faz-se com que a tensão de saída do amplificador da estrutura que contém o sensor preto  $V_p$  seja igual a tensão  $V_b$  do amplificador que contém o sensor branco, então  $P_p = P_b$ . Como  $P_{tb}$  e  $P_{tp}$  são iguais pois os sensores são geométrica e termicamente idênticos, e estão no mesmo ambiente térmico, então:

$$R_s I_b^2 + \alpha_b A H = R_s I_p^2 + \alpha_p A H \quad (1:03)$$

Rearranjando os termos, tem-se:

$$H = \frac{(I_b - I_p)(I_b + I_p)R_s}{(\alpha_p - \alpha_b)A} \quad (1:04)$$

Considerando que a corrente  $I_i = kV_i$ , onde  $k$  é igual para as duas estruturas, então:

$$H = \frac{(V_b - V_p)(V_b + V_p)kR_s}{(\alpha_p - \alpha_b)A} \quad (1:05)$$

Como  $k$ ,  $A$ ,  $\alpha_b$ ,  $\alpha_p$  e  $R_s$  são constantes, então a radiação  $H$ , pode ser medida pela estrutura mostrada na Figura 1.4.

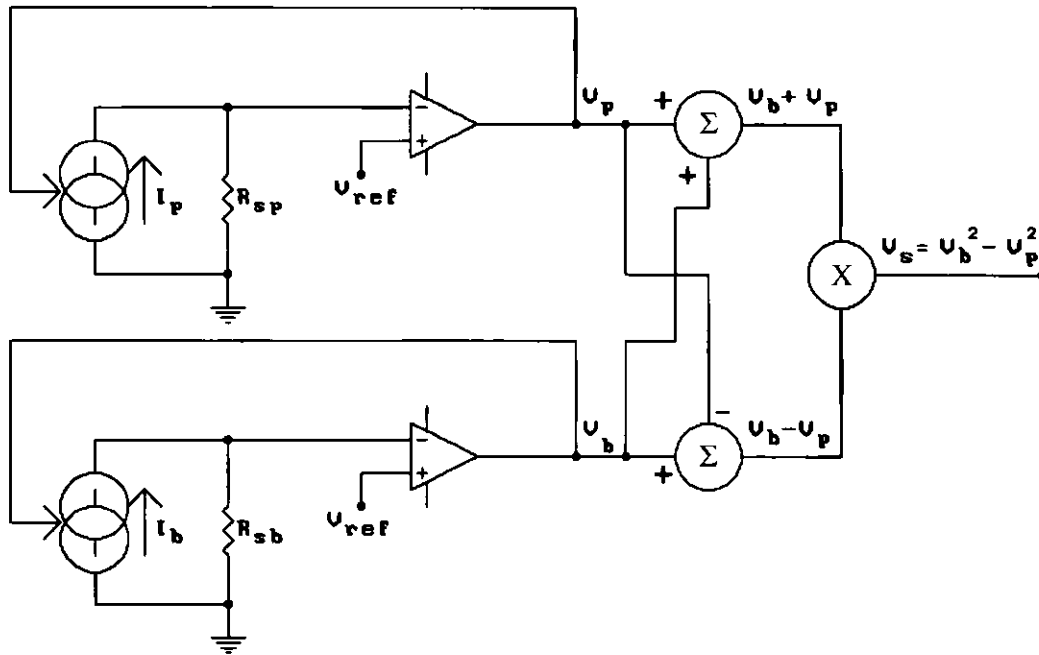


Figura 1.4 - Configuração de um radiômetro solar com dois sensores.

Outra configuração possível usa estruturas em ponte realimentada como mostrado na Figura 1.5. A princípio, cada ponte está em equilíbrio. Uma variação na temperatura ambiente ou na radiação é seguida por uma variação em sentido oposto na tensão de saída do amplificador, e da corrente pelo sensor, de modo a manter sua temperatura constante e a ponte equilibrada.

As potências dissipadas pelos sensores preto e branco são, respectivamente:

$$P_p = R_s I_p^2 + P_{tp} + \alpha_p AH \quad \text{e} \quad P_b = R_s I_b^2 + P_{tb} + \alpha_b AH \quad (1:06)$$

Com as pontes equilibradas  $R_s = R$ , e:

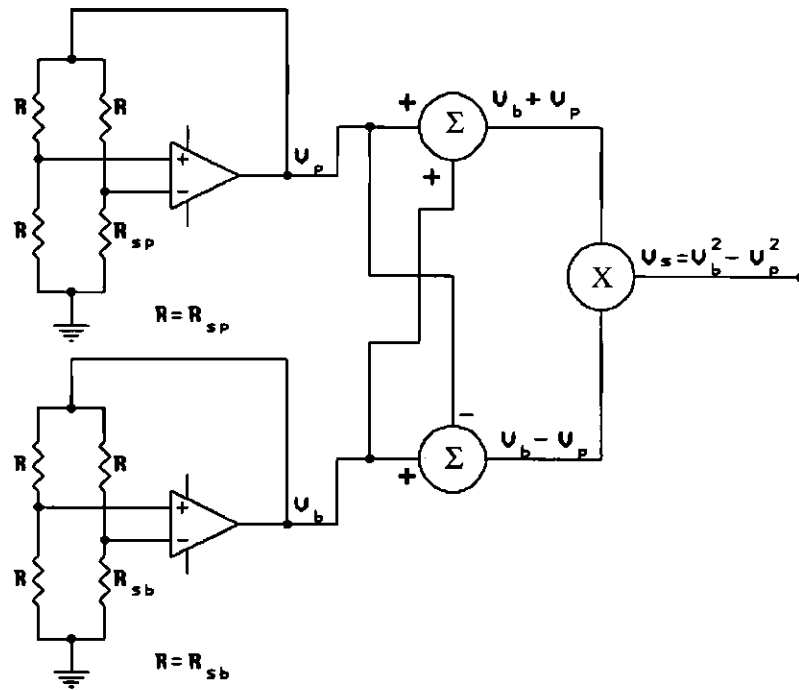


Figura 1.5 - Configuração de um radiômetro solar com estruturas em ponte

$$P_p = \frac{\left(\frac{V_p}{2}\right)^2}{R_s} + P_{tp} + \alpha_p AH \quad e \quad P_b = \frac{\left(\frac{V_b}{2}\right)^2}{R_s} + P_{tb} + \alpha_b AH \quad (1:07)$$

Se, para radiação nula, faz-se com que  $V_p = V_b$ , então as potências dissipadas pelos sensores preto e branco são iguais. Como as potências  $P_p$  e  $P_b$  também são iguais, pois os sensores são idênticos, pode-se assim encontrar  $H$ , que é dado por:

$$H = \frac{(V_b - V_p)(V_b + V_p)}{4(\alpha_p - \alpha_b)AR_s} \quad (1:08)$$

No capítulo 2 são apresentadas e discutidas diversas configurações variantes destas apresentadas nas Figuras 1.4 e 1.5, dando-se ênfase às considerações de projeto.

## CONFIGURAÇÕES PARA UM RADIÔMETRO SOLAR DE EQUIVALÊNCIA ELÉTRICA

Apresenta-se nesse capítulo uma análise de diversas configurações que podem ser usadas para implementação de um radiômetro solar de equivalência elétrica e são feitas comparações entre elas. Objetivando-se com isso, avaliar aspectos críticos desse instrumento, tais como: precisão, sensibilidade e tempo de resposta. Inicialmente, apresenta-se as características de um sensor usado como referência para essas análises.

### 2.1 - Características Físicas, Térmicas e Elétricas do Sensor

Os dois sensores usados neste trabalho, são geométrica e termicamente idênticos. Do ponto de vista geométrico, eles têm uma forma de um paralelepípedo, com área a ser exposta a radiação de aproximadamente  $20 \text{ mm}^2$  (Figura 2.1). Como eles são contituídos dos mesmos materiais, nas mesmas quantidades e dimensões, eles têm os mesmos parâmetros térmicos, quais sejam: capacidade térmica,  $c$ , e coeficiente global de transferência de calor,  $U$ . Eles possuem também uma resistência elétrica nominal de  $110 \Omega$  na temperatura de  $20^\circ\text{C}$ .

Eles são construídos com um filme fino de platina, montados sobre um mesmo suporte de cerâmica e cobertos por uma camada fina de vidro. Além disso, eles estão envoltos numa semi-esfera de vidro transparente, para garantir-lhes o mesmo ambiente térmico (Figura 2.2). A diferença entre eles é que um é pintado de preto e o outro de branco.

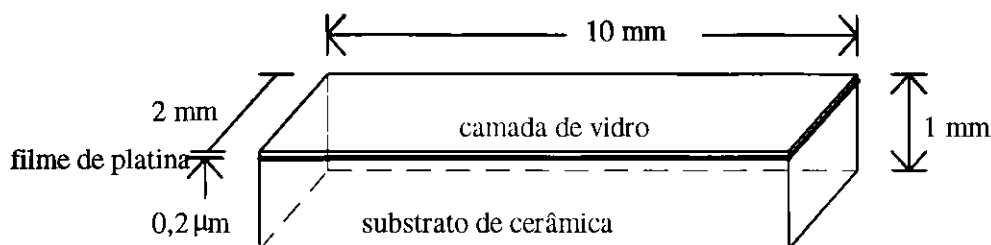


Figura 2.1 - Representação física do sensor

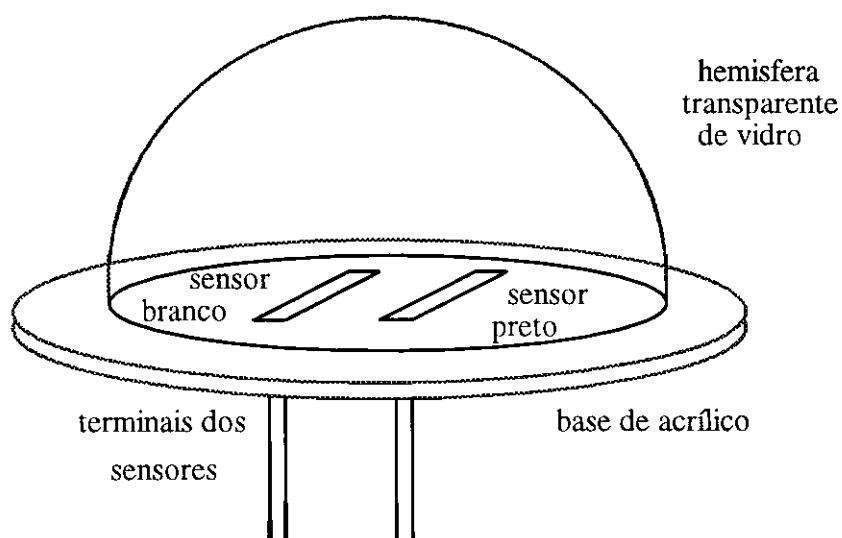


Figura 2.2 - Arranjo dos sensores

### 2.1.1 - Relação Resistência x Temperatura do Sensor

A variação da resistência elétrica de um metal (como a platina, da qual é feita o sensor) com a temperatura pode ser dada por [7]:



$$R_s = R_0(1 + \beta_1\Delta T + \beta_2\Delta T^2 + \beta_3\Delta T^3 + \dots) \quad (2:01)$$

Onde:  $R_s$  e  $R_0$  são as resistências do sensor nas temperaturas  $T_s$  e  $0^\circ\text{C}$ , respectivamente,  $\beta_i$  são os coeficientes de temperatura do sensor e  $\Delta T$  é a diferença entre  $T_s$  e  $0^\circ\text{C}$ .

Como os coeficientes  $\beta_2, \beta_3, \dots, \beta_n$  são muito menores que  $\beta_1$ , fazendo-se  $\beta = \beta_1$  pode-se aproximar (2:01) por:

$$R_s = R_0(1 + \beta\Delta t) \quad (2:02)$$

A característica de resistência versus temperatura foi levantada experimentalmente colocando-se o sensor branco numa estufa de temperatura regulável, medindo-se sua resistência para cada variação de  $1^\circ\text{C}$  na temperatura da estufa, numa faixa de  $25^\circ\text{C}$  a  $60^\circ\text{C}$ . A curva obtida é apresentada na Figura 2.3 e é válida também para o sensor preto já que este é idêntico ao sensor branco, a menos da cor.

A partir da Figura 2.3 pode-se chegar a  $R_0 = 102,48 \Omega$  e  $\beta = 0,00385 / ^\circ\text{C}$ .

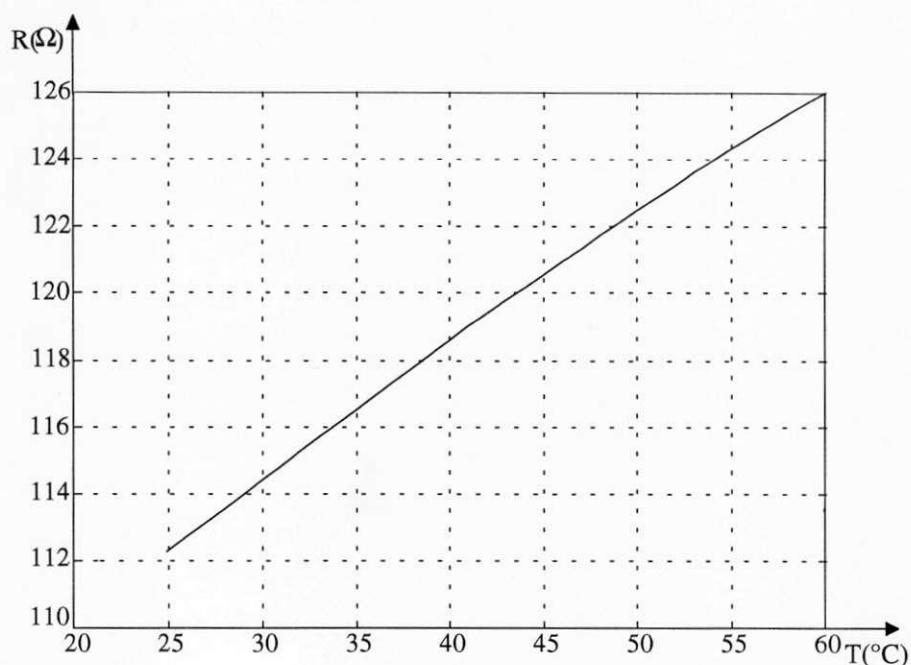


Figura 2.3 - Curva de variação da resistência do sensor branco em função de sua temperatura

### 2.1.2 - Relação Resistência x Corrente Através do Sensor

O circuito da Figura 2.4 foi usado para se levantar experimentalmente a curva de  $R_s \times I$  numa temperatura ambiente de  $27^\circ\text{C}$ , onde  $I$  é a corrente que passa através do sensor dada por  $V_e/R$ . Variando-se  $V_e$ , varia-se proporcionalmente a corrente  $I$ , medindo-se a tensão de saída  $V_o$  pode-se encontrar o valor de  $R_s$  que é dado por  $V_o/I$ . Desse modo obteve-se o gráfico mostrado na Figura 2.5.

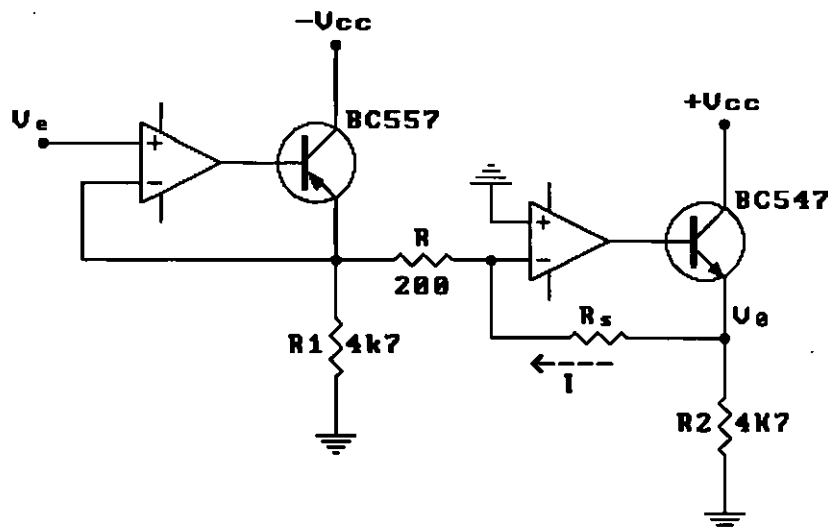


Figura 2.4 - Circuito para determinação da curva  $R_s \times I$  do sensor.

### 2.1.3 - Polarização do Sensor

Em um radiômetro solar de equivalência elétrica montado numa estrutura com realimentação negativa, a temperatura do sensor deve ser constante, esta condição possibilita que ocorra uma troca entre potência térmica (por conta da radiação) e potência elétrica (devida a corrente). Para que isso seja possível, essa temperatura (que depende da radiação incidente, da corrente que o atravessa e da temperatura ambiente) deve ser maior do que o valor máximo da temperatura ambiente. Isto é necessário para que se possa fazer uma substituição da variação da potência térmica por uma variação em sentido oposto da potência elétrica.

Supondo-se inicialmente uma temperatura ambiente de  $27^{\circ}\text{C}$ , pode-se encontrar através das Figuras 2.3 e 2.5, a corrente necessária para “polarizar-se” cada sensor na temperatura desejada. Verifica-se inicialmente, qual a resistência correspondente para atingir esta temperatura por meio da Figura 2.3, e a corrente, pela Figura 2.5. Então, polariza-se os sensores numa temperatura determinada, fazendo-se passar através deles,

com radiação nula e temperatura ambiente de 27°C, uma corrente correspondente a temperatura de polarização.

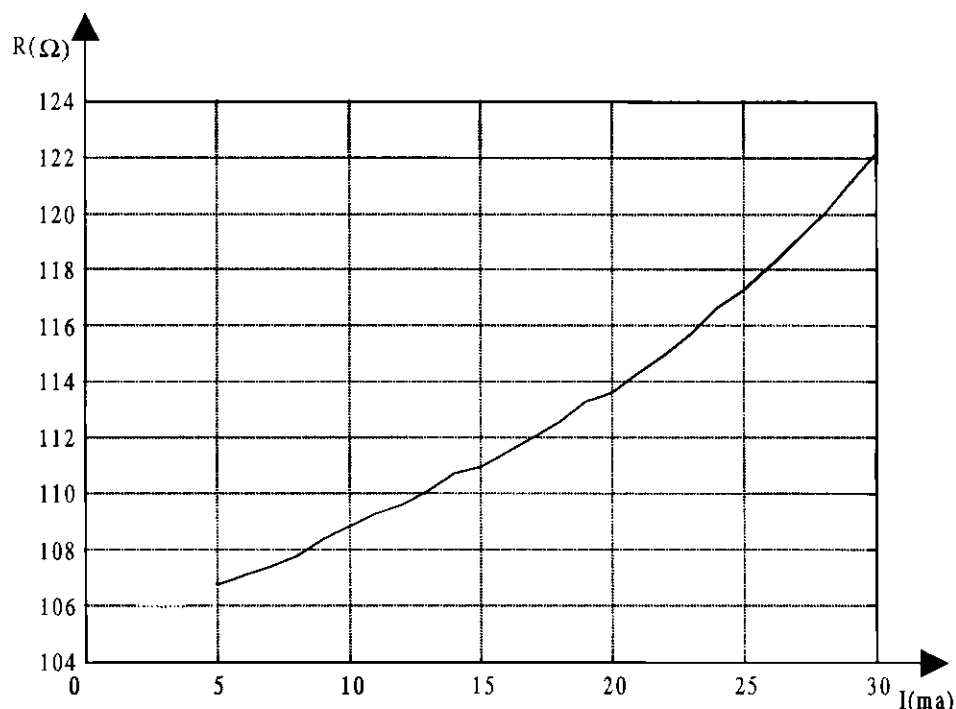


Figura 2.5 - Curva de variação da resistência do sensor branco em função da corrente que o atravessa, para uma temperatura ambiente de 27°C

Existem diversas possibilidades de implementação do radiômetro solar de equivalência elétrica por compensação. Contudo, em todas as configurações apresentadas neste trabalho, existe uma realimentação negativa, que possibilita uma compensação elétrica, dinâmica e automática da variação de potência térmica do sensor devida a radiação ou a temperatura ambiente, garantindo assim que os sensores se mantenham na temperatura de polarização estabelecida.

#### 2.1.4 - Constante de Tempo Térmica do Sensor

Uma característica importante do sensor termo-resistivo é a sua constante de tempo térmica, pois o tempo de resposta do radiômetro depende dessa constante de tempo. Ela foi determinada experimentalmente por diversos métodos, ficando em torno de 15 s [9]. Quando o sensor é colocado numa configuração com realimentação negativa, essa constante de tempo é reduzida pelo ganho de malha fechada [6]. O sensor foi colocado numa estrutura de ponte realimentada e a nova constante de tempo foi determinada experimentalmente, ficando em torno de 600 ms [6].

Segundo Doebelin [7] a constante de tempo de um sensor termo-resistivo é dada por:

$$\tau = \frac{mc}{UA}$$

Onde: m é a massa do sensor, c é o calor específico do sensor, U é o coeficiente global de transferência de calor e A é a área.

Através de métodos calorimétricos pode-se encontrar os parâmetros determinantes da expressão de  $\tau$ . No entanto, pode-se determinar o fator UA, que é uma contribuição no sentido da determinação de  $\tau$ , através do gráfico mostrado na Figura 2.3. O procedimento para esta determinação é mostrado a seguir.

Para a estrutura mostrada na Figura 2.6, onde o sensor é, simultaneamente, excitado por uma dada corrente elétrica  $I_s(t)$  e submetido a uma certa radiação  $H(t)$ , da primeira lei da termodinâmica [6], tem-se que:

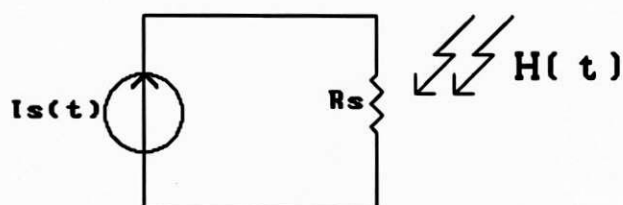


Figura 2.6 - Sensor termo-resistivo excitado, simultaneamente, por corrente e radiação

$$\alpha AH(t) + R_s(t)I_s^2(t) = UA(T_s - T_a) + mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt}$$

Onde:

$\alpha AH(t)$  - É a quantidade de energia absorvida pelo sensor devido a radiação incidente, por unidade de tempo;

$R_s(t)I_s^2(t)$  - É a potência dissipada por efeito Joule no sensor, devido a passagem da corrente elétrica;

$UA(T_s - T_a)$  - É a quantidade de energia perdida pelo sensor para o meio ambiente que o envolve, por unidade de tempo;

$mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt}$  - É a taxa de variação da energia interna do sensor em relação ao tempo.

Para as condições em que  $H(t)=0$  e  $d(T_s-T_a)/dt = 0$ , tem-se que:

$$P_e = R_s(t)I_s^2 = UA(T_s - T_a)$$

$$UA = \frac{P_e}{T_s - T_a}$$

Onde:  $P_e$  é a potência elétrica,  $T_s$  é a temperatura do sensor,  $T_a$  é a temperatura ambiente,  $U$  é o coeficiente global de transferência de calor e  $A$  é área.

No gráfico da Figura 2.3 para cada valor de resistência medido existe uma dada corrente de medição, oriunda do ohmímetro, basta, então, multiplicar cada valor de resistência por sua respectiva corrente de medição, que obtém-se a potência elétrica. Subtraindo-se, para cada ponto, a temperatura do sensor ( $T_s$ ) da temperatura ambiente ( $T_a$ ), pode-se plotar, então,  $P_e \times T$ , onde  $T = T_s - T_a$ , que possibilita determinar o termo  $UA$ .

## 2.2 - Configurações para um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica

No capítulo 1 foram mostradas duas configurações genéricas para um radiômetro solar de equivalência elétrica. Neste, mostra-se diversas possibilidades de se implementar cada uma dessas configurações, dando-se ênfase as considerações de projeto.

Quando se projeta um circuito eletrônico, tem-se que prever situações práticas que podem alterar o seu comportamento. Por exemplo, no projeto de um circuito que utiliza resistores, que têm uma dada margem de tolerância (20%, 10%, 5% ou 1%) com relação ao seu valor nominal. Se um dado resistor tem um valor nominal de 1000  $\Omega$ , mas o seu valor real é de 900  $\Omega$ , qual a influência que esta alteração tem no sinal de saída (tensão, por exemplo) do circuito?. Esta avaliação é feita através do estudo da sensibilidade do circuito. Neste caso, o estudo consiste em avaliar-se o nível de variação da tensão de saída para uma dada variação de resistência. Matematicamente, esta situação pode ser expressa por:

$$S = \frac{dV_s}{dR}$$

onde S é a sensibilidade do circuito.

No caso do radiômetro solar de equivalência elétrica, a sensibilidade é um parâmetro indicativo da qualidade do instrumento pois, permite avaliar o quanto a tensão de saída varia, quando da variação da radiação. Quanto maior a sensibilidade tanto menor pode ser o nível de variação da radiação, detectável pelo medidor.

É importante utilizar-se sensibilidade normalizada, na avaliação das sensibilidades das estruturas apresentadas neste trabalho, porque ela possibilita que as grandezas sob análise (no caso tensão e radiação) sejam comparadas numa escala que tenha a mesma ordem de grandeza.

Por conta da importância da sensibilidade na avaliação do instrumento (radiômetro), tem-se a determinação deste parâmetro em diversas configurações propostas, neste trabalho, para implementação de um radiômetro solar de equivalência elétrica.



2.2.1 - Configurações em Ponte Realimentada

Uma estrutura em ponte de Wheatstone com realimentação negativa pode ser usada para implementar o radiômetro solar de equivalência elétrica (Figura 2.7). Esta estrutura possibilita uma redução significativa da constante de tempo térmica do sensor [6].  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $P_1$  e  $P_2$  são utilizados para polarizar os sensores na temperatura desejada, que deve ser a mesma para os dois sensores. Os transistores são utilizados para fornecer corrente para os sensores (que pode ser maior do que a máxima corrente de saída do amplificador operacional).

A radiação  $H$  medida por um radiômetro com a configuração da Figura 2.6 pode ser encontrada a partir da equação (1:08) (página 19), ou seja:

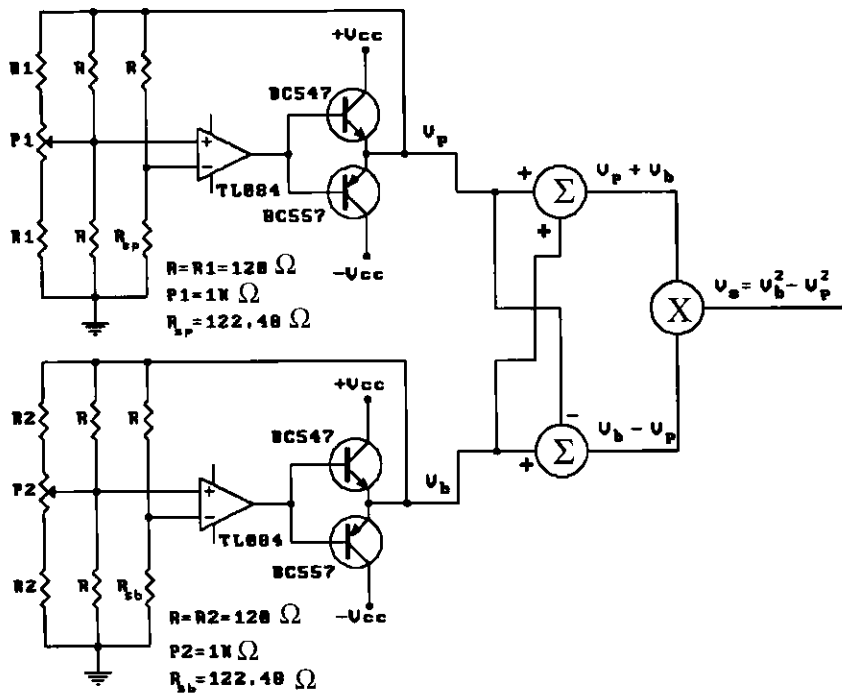


Figura 2.7 - Configuração em ponte realimentada

$$H = \frac{(V_b - V_p)(V_b + V_p)}{4(\alpha_p - \alpha_b)AR} \quad (2:03)$$

A tensão  $v_s$  e sua sensibilidade em relação a  $H$ , podem ser dadas por:

$$v_s = 4AR(\alpha_p - \alpha_b)H \quad (2:04)$$

$$S = \frac{dV_s/V_s}{dH/H} = 1 \quad (2:05)$$

Esta sensibilidade pode ser maior se os resistores da ponte não forem de mesmo valor ou se for colocado um resistor em série com a ponte. Entretanto, isso pode fazer com que as tensões  $V_b$  e  $V_p$  sejam muito elevadas, tornando a realização prática desta configuração inviável.

A temperatura que os sensores são submetidos (que é constante e igual para os dois sensores) deve ser maior do que a máxima temperatura ambiente possível, desse modo, um valor razoável para a região nordeste do Brasil pode ser 50°C. A escolha da corrente de polarização deve ser feita a partir das curvas das Figuras 2.3 e 2.5.

A resistência de cada sensor na temperatura de 50°C é 122,48  $\Omega$  (Figura 2.5). Supondo-se inicialmente uma temperatura ambiente de 27°C e com radiação nula sobre os sensores, a corrente necessária para “polarizar-se” cada sensor na temperatura de 50°C é

30,28 mA (Figura 2.3). Como os resistores  $R$  são de  $120 \Omega$ , as tensões  $V_b$  e  $V_p$  de polarização dos sensores devem ser então 7,267 V.

O procedimento para polarizar-se os sensores na temperatura de  $50^\circ\text{C}$  deve seguir os passos seguintes: 1 - cobrir-se os sensores para que a radiação sobre os mesmos seja a menor possível; 2 - ajustar-se  $P_1$  e  $P_2$  para fazer  $V_b$  e  $V_p$  iguais a 7,267V.

Caso a temperatura ambiente seja menor que  $27^\circ\text{C}$ , aumenta-se proporcionalmente essas tensões, e vice-versa. O valor da variação dessas tensões pode ser encontrado levantando-se diversas curvas como a da Figura 2.3, para diferentes temperaturas ambientes e fazendo-se uma tabela de correção. Entretanto, isso não é necessário, pois o mais importante é que os sensores estejam polarizados na mesma temperatura de referência, isso é garantido se  $V_b$  e  $V_p$  são iguais. Com temperaturas ambientes diferentes de  $27^\circ\text{C}$ , seguindo-se os passos sugeridos acima, a temperatura de polarização dos sensores vai ser diferente de  $50^\circ\text{C}$ , entretanto, se ela for maior do que a máxima temperatura ambiente possível, ainda será possível medir radiação em qualquer situação.

### 2.2.2 - Redução na Tensão de Modo Comum nas Estruturas em Ponte Realimentada

Para minimizar-se a tensão de modo comum existente na entrada dos amplificadores diferenciais, como na configuração mostrada na Figura 2.7, pode-se utilizar alimentação simétrica das pontes, como mostrado na Figura 2.8. Desse modo a tensão de modo comum é zero e as tensões nas saídas das pontes ainda podem ser usadas para encontrar-se a radiação.

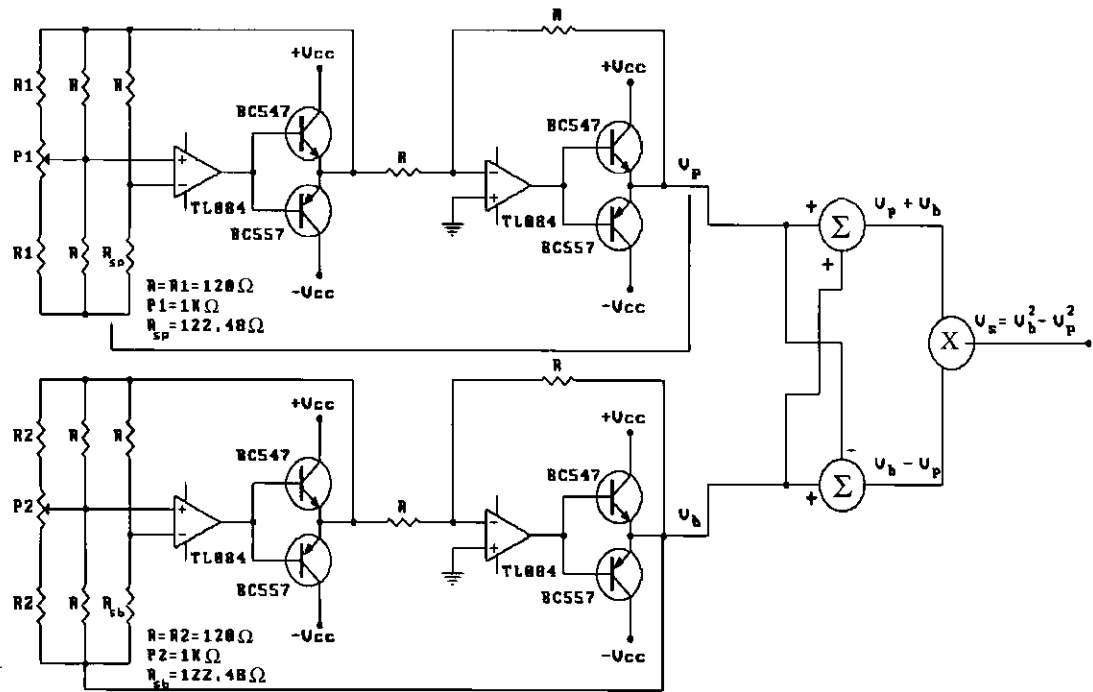


Figura 2.8 - Configuração em ponte realimentada com alimentação simétrica

Uma equação para a radiação  $H$  pode ser derivada da equação (1:08), dessa forma encontra-se:

$$H = \frac{(V_b - V_p)(V_b + V_p)}{(\alpha_p - \alpha_b)AR} \quad (2:06)$$

A tensão  $V_s$  e sua sensibilidade em relação a  $H$ , podem ser dadas por:

$$V_s = AR(\alpha_p - \alpha_b)H \quad (2:07)$$

$$S = \frac{dV_s/V_s}{dH/H} = 1 \quad (2:08)$$

Como no caso do ítem anterior, esta sensibilidade pode ser maior se os resistores da ponte forem diferentes ou se for colocado um resistor em série com a ponte. Entretanto, isto pode fazer com que as tensões  $V_b$  e  $V_p$  sejam muito elevadas, tornando a realização prática desta configuração inviável.

O procedimento para se polarizar os sensores na temperatura de  $50^\circ\text{C}$  é similar ao do ítem 2.2.1, com a diferença que deve-se fazer  $V_b$  e  $V_p$  iguais a 3,633 V, metade do valor desse ítem, pois a alimentação das pontes é simétrica.

### 2.2.3 - Processamento dos Sinais das Pontes

Pode-se implementar os blocos somador e subtrator das Figuras 2.7 e 2.8 com amplificadores operacionais, obtendo-se resultados de relativa precisão, linearidade e estabilidade, por conta das características intrínsecas dos amplificadores operacionais.

O bloco multiplicador é disponível comercialmente na forma de circuito integrado (MC1494, por exemplo), que necessita de vários ajustes para melhorar a precisão e a estabilidade, ainda assim comprometidas.

Na Figura 2.9 mostra-se uma configuração possível de um radiômetro solar de equivalência elétrica, com processamento dos sinais  $V_b$  e  $V_p$  feito por circuitos analógicos. Nesta configuração, as equações (2:06), (2:07) e (2:08) são válidas. Com alimentação unipolar das pontes, as equações que devem ser usadas são (2:03), (2:04) e (2:05). O

procedimento para se polarizar os sensores na temperatura de 50°C é similar ao do item 2.2.2.

Uma outra possibilidade é usar um conversor A/D para obter amostras digitais dos sinais  $V_b$  e  $V_p$  e fazer-se um processamento por “software” desses sinais. Como os radiômetros são, geralmente, usados em locais onde não existe energia elétrica (no campo), o uso de um microcomputador não é indicado. Pode-se, entretanto, utilizar microcontroladores, como o MC68HC11 da Motorola, cujas características estão apresentadas no apêndice A.

Na Figura 2.10 apresenta-se um radiômetro solar de equivalência elétrica com ponte de Wheatstone auto-balanceada e processamento dos sinais feito pelo microcontrolador MC68HC11. Mesmo que o processamento seja digital e que  $V_s$  seja representado por um número no microcontrolador, nesta configuração, as equações (2:06), (2:07) e (2:08) são válidas e as equações (2:03), (2:04) e (2:05) devem ser usadas com alimentação unipolar das pontes. O procedimento para se polarizar os sensores na temperatura de 50°C é similar ao do item 2.2.2.

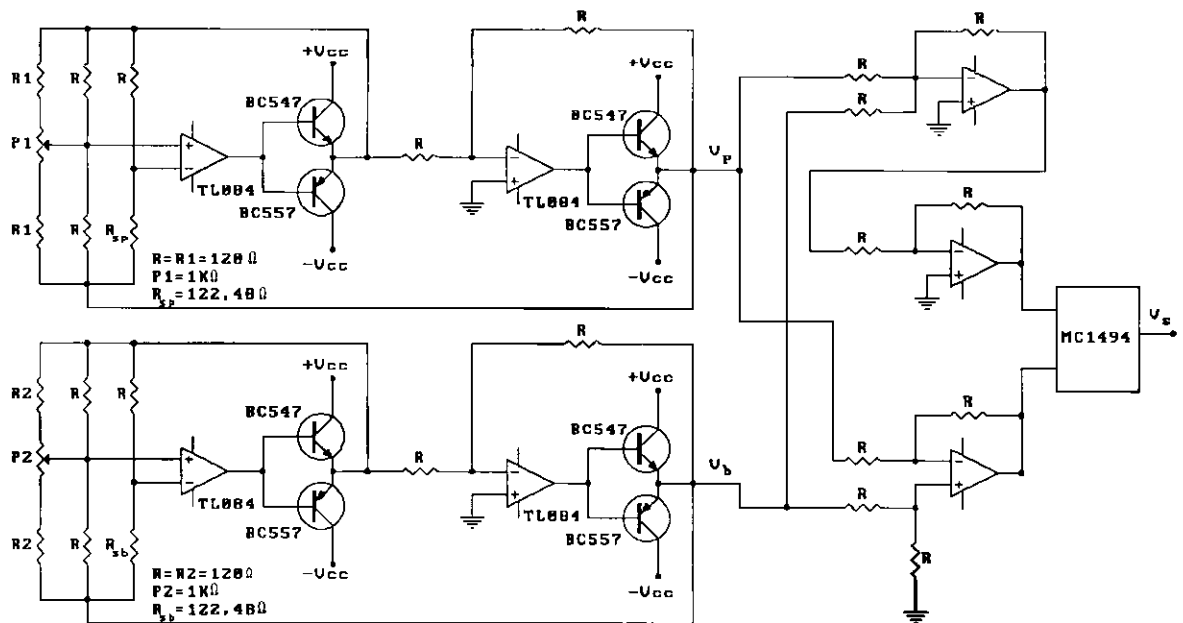


Figura 2.9 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento analógico dos sinais  $V_b$  e  $V_p$

A determinação da radiação, para a configuração apresentada na Figura 2.10, é feita por um algoritmo que execute a equação (2:06). Pode-se implementar este algoritmo com aritmética inteira ou de ponto flutuante. No caso da aritmética de ponto fixo, tem-se um truncamento dos números, que limita a precisão da medida da radiação incidente. No caso de fazer-se as operações em ponto flutuante, tem-se uma precisão maior (32 bits). Rotinas de soma, subtração, multiplicação e divisão, já foram implementadas em ponto flutuante no MC68HC11. O tempo de execução da soma é de 515  $\mu$ s, da subtração é de 531  $\mu$ s, da multiplicação é de 1,159 ms e da divisão é de 1,455 ms.

Na expressão para determinação de H existem termos de valor fracionário ( $R = 50,28 \Omega$ ), que se forem expressos em ponto flutuante, tem-se uma melhor precisão.

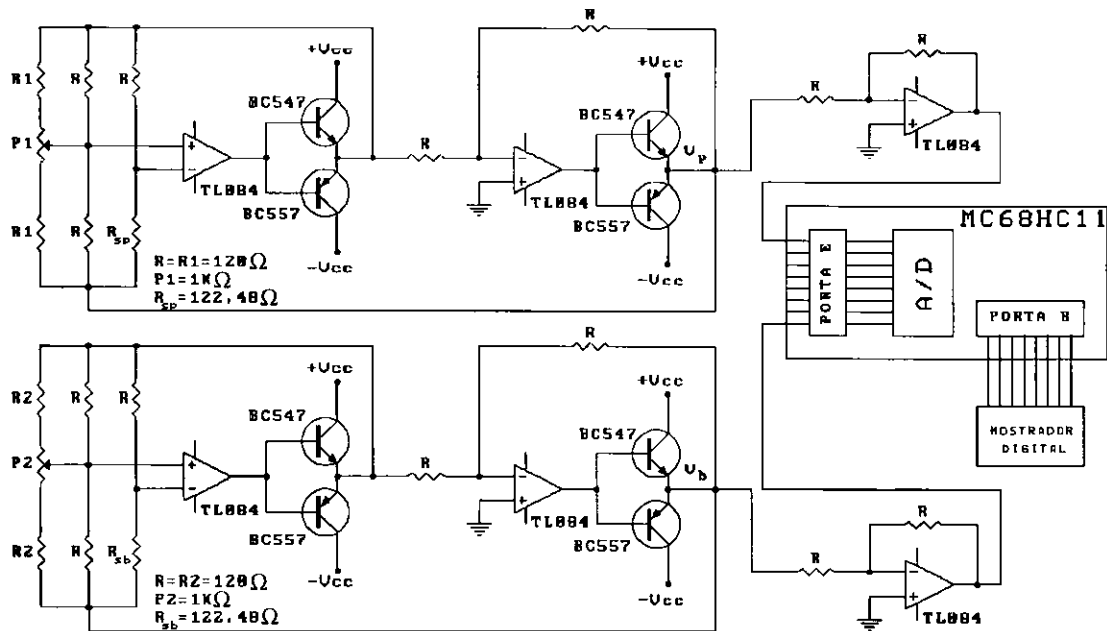


Figura 2.10 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento digital dos sinais  $V_b$  e  $V_p$  feito por um microcontrolador

Uma conversão A/D é feita em  $16\ \mu\text{s}$  pelo MC68HC11, e precisa-se fazer duas conversões (uma referente ao sensor branco e outra ao sensor preto), para uma medida da radiação. Além disso, cada subrotina que é utilizada na determinação do valor da radiação, tem um tempo de execução. Em decorrência desses tempos de processamento, o intervalo mínimo entre duas medidas consecutivas da radiação incidente é  $3,692\ \text{ms}$ . Como a constante de tempo máxima desejada para um radiômetro que possa monitorar variações rápidas da radiação é de  $1\text{s}$ , este intervalo entre amostras é então muito menor (portanto melhor) do que o máximo permissível.

Na configuração apresentada na Figura 2.10, utiliza-se o conversor A/D disponível no MC68HC11, cuja resolução é de 8 bits. Esta resolução pode ser melhorada se for utilizado um conversor A/D externo ao MC68HC11 com um maior número de bits, como o AD574 (12 bits).



Outras possibilidades são configurações com implementações de um conversor A/D de rampa dupla de 16 bits com o temporizador do MC68HC11 ou de um conversor A/D de 16 bits por integração das amostras feitas pelo seu conversor A/D de 8 bits. Estas técnicas são discutidas nos apêndices B, C e D, e foram desenvolvidas em trabalhos de iniciação científica do LIEC (Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle) [10,13].

As Figuras 2.11 e 2.12 mostram configurações que usam conversores A/D de rampa dupla implementados com o temporizador do MC68HC11 e com a técnica de integração das amostras feitas pelo seu conversor A/D de 8 bits.

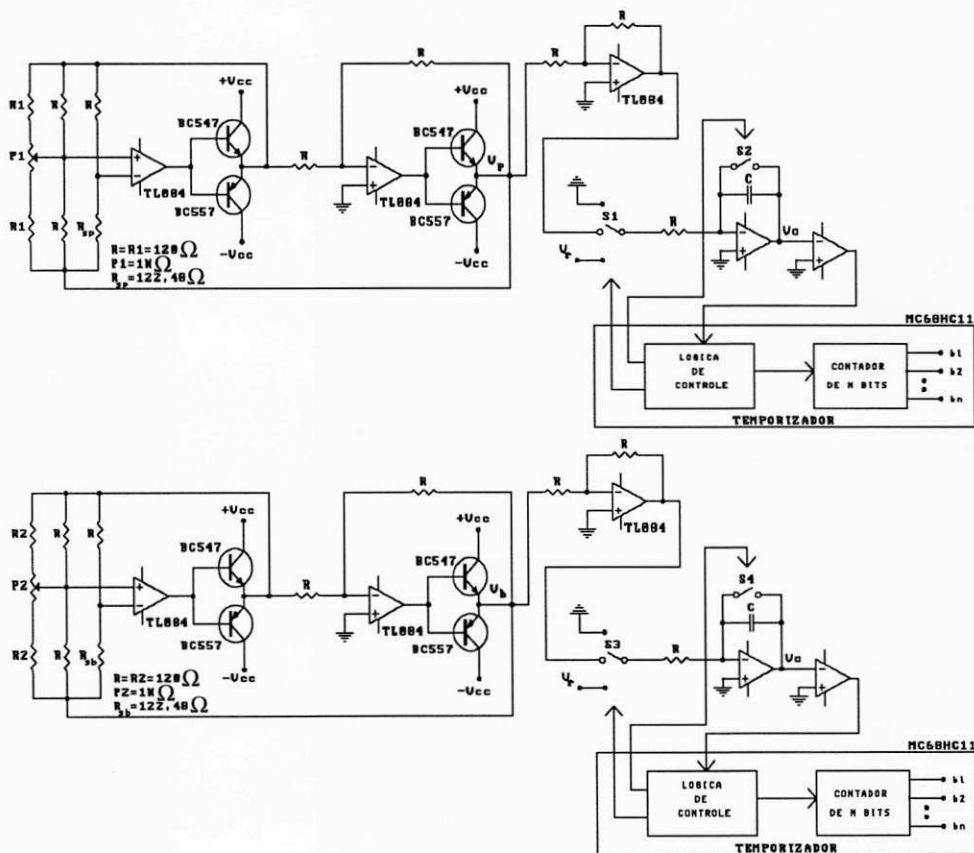


Figura 2.11 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento digital dos sinais  $V_b$  e  $V_p$  feito por um microcontrolador com conversor A/D de rampa dupla

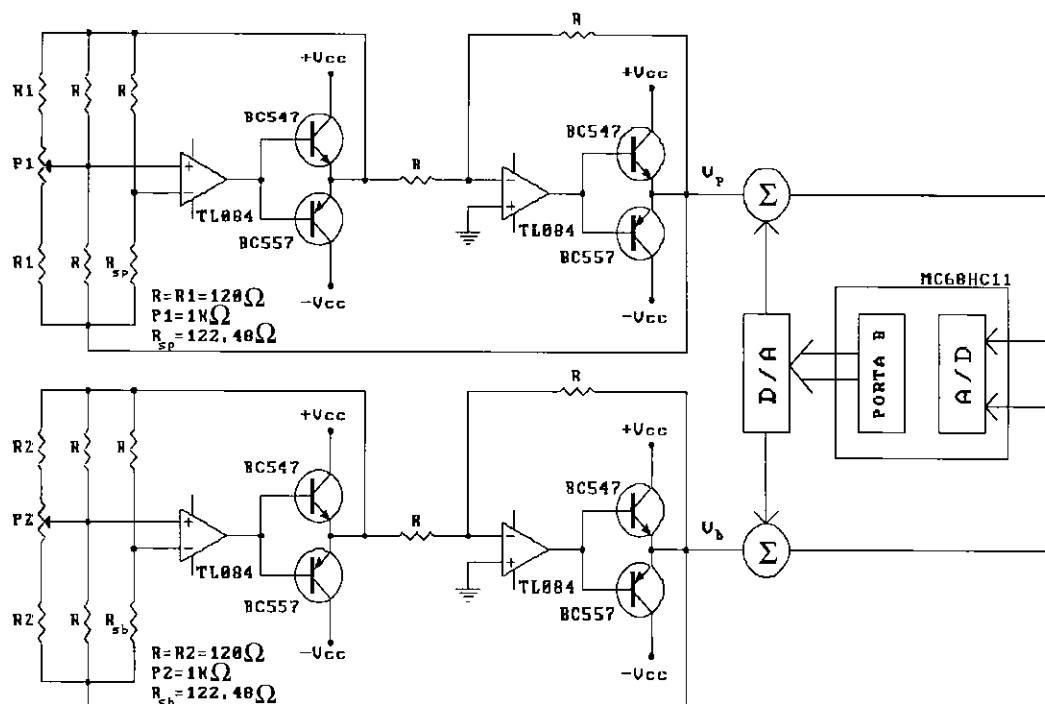


Figura 2.12 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento digital dos sinais  $V_b$  e  $V_p$  feito por um microcontrolador com conversor A/D de 16 bits com integração de amostras do conversor de 8 bits

Com estas técnicas pode-se conseguir uma resolução de 16 bits, entretanto, o tempo entre amostras é maior, pois o tempo de conversão A/D é de  $1/60$  s no melhor caso e de aproximadamente  $1/15$  s no pior caso. Considerando-se este último, as conversões dos dois sinais serão feitas em  $1/7,5$  s, somando-se os tempos para soma, subtração e multiplicação, o intervalo entre amostras é de  $0,136$  s, que é aceitável para as medições de variações rápidas da radiação.

#### 2.2.4 - Excitação das Pontes por Sinais Modulados em Largura de Pulsos

Nas configurações mostradas nos itens anteriores, a ponte é alimentada por uma tensão contínua fornecida pela saída de um amplificador operacional. Entretanto a ponte

pode também ser excitada por um sinal pulsado, com largura variável segundo a radiação incidente no sensor, como mostrado na Figura 2.13.

As pontes da Figura 2.13 são alimentadas por pulsos modulados em largura, com amplitude  $2V$ , de tal modo que a tensão no centro da ponte é em torno de zero, garantindo assim uma boa redução da tensão de modo comum.

No bloco LÓGICA DE CONTROLE é gerada uma onda triangular que vai ser usada pelos dois moduladores de largura de pulso. Desse modo, as frequências dos pulsos dos dois moduladores são iguais a frequência da onda triangular, mas não têm a mesma fase. Esse bloco também se encarrega de gerar pulsos,  $C_1$  e  $C_2$ , de duração curta (aproximando-se de impulsos), logo após as transições positivas nos pulsos  $V_{pp}$  e  $V_{bp}$ , respectivamente.  $C_1$  e  $C_2$  são usados para comandar as chaves analógicas  $S_1$  e  $S_2$ , amostrando assim, as tensões de saída de  $A_1$  e  $A_2$  de forma síncrona com os pulsos em  $V_{pp}$  e  $V_{bp}$ , ou seja, essas amostras são feitas sempre que as pontes estão alimentadas.

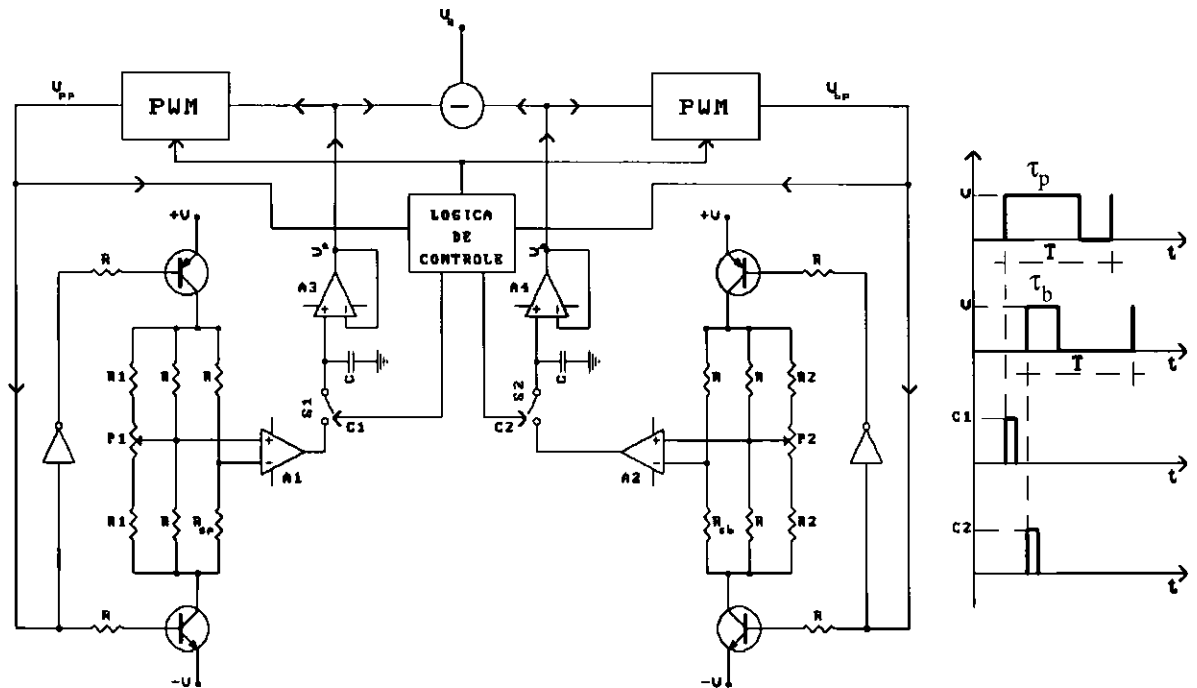


Figura 2.13 - Excitação das pontes com pulsos modulados em largura

Se a frequência dos pulsos é suficientemente elevada, então o sensor vai responder ao valor eficaz da corrente que o atravessa, pois ele se comporta, termicamente, como um filtro passa-baixa.

Como as amostras dos sinais são feitas em sincronismo com os pulsos e como o valor da tensão correspondente à resistência do sensor, e consequentemente sua temperatura, é função do pico da corrente que passa através do sensor, então, nas estruturas com excitação do sensor por modulação em largura de pulso, a relação sinal/ruído é melhor do que nas estruturas com excitação por sinais analógicos.

Os valores eficazes das tensões sobre as pontes são dados por:

$$V_{\text{efp}} = 2V\sqrt{\frac{\tau_p}{T}} \quad \text{e} \quad V_{\text{efb}} = 2V\sqrt{\frac{\tau_b}{T}} \quad (2:09)$$

onde  $V$  é a tensão de alimentação dos transistores,  $T$  é o período do sinal PWM e  $\tau_p$  e  $\tau_b$  são as larguras dos pulsos correspondentes as pontes que contêm os sensores preto e branco, respectivamente.

Substituindo estes valores na equação (1:08) (página 19), tem-se:

$$H = \frac{V_{\text{efb}}^2 - V_{\text{efp}}^2}{4(\alpha_p - \alpha_b)AR} = \frac{V^2}{T(\alpha_p - \alpha_b)AR} (\tau_b - \tau_p) \quad (2:10)$$

Pode-se ver pela equação (2:10) que a radiação é função de uma constante,  $V^2/ATR(\alpha_p - \alpha_b)$ , e da diferença  $\tau_p - \tau_b$ . Como  $\tau_p$  e  $\tau_b$  podem ser dados por:

$$\tau_p = k_p V_p \quad \text{e} \quad \tau_b = k_b V_b \quad (2:11)$$

Então a radiação  $H$  pode ser medida fazendo-se a diferença entre  $V_p$  e  $V_b$ . No caso particular onde  $k_p = k_b = k$ ,  $H$  pode ser dado por:

$$H = \frac{kV^2}{T(\alpha_p - \alpha_b)AR} (V_b - V_p) \quad (2:12)$$

Como  $V_0 = V_b - V_p$ , então a radiação  $H$  é diretamente proporcional a  $V_0$ . Esta configuração tem, portanto, uma vantagem em relação às configurações mostradas nos itens anteriores, pois a tensão  $V_0$  varia linearmente com a radiação. A tensão  $V_0$  e sua sensibilidade em relação a  $H$ , podem ser dadas por:

$$V_0 = \frac{ART(\alpha_p - \alpha_b)}{kV^2} H \quad (2:13)$$

$$S = \frac{dV_0/V_0}{dH/H} = 1 \quad (2:14)$$

O procedimento para se polarizar os sensores na temperatura de  $50^\circ\text{C}$  é similar ao do item 2.2.1, com a diferença que deve-se fazer os valores eficazes das tensões nos coletores dos transistores que alimentam as pontes iguais a 3,633 V. Os valores de  $V_p$  e  $V_b$  correspondentes podem ser encontrados por:

$$V_i = \frac{T}{k} \left( \frac{V_{efi}}{V} \right)^2 \quad (2:15)$$

onde o índice  $i$  refere-se aos sensores preto ou branco e  $V_{ef}$  é a tensão eficaz no coletor de cada transistor que alimenta a ponte.

Para uma tensão  $V$  igual a 5 V, o valor de  $k$  que faz com que o valor máximo de  $V_i$  seja 5 V é  $T/5$ . Substituindo esses valores na equação (2:15), para  $V_{ef} = 3,633$  V, encontra-se  $V_b$  e  $V_p$  iguais a 2,64 V, que é o valor que polariza os sensores na temperatura de  $50^\circ\text{C}$ .

Algumas considerações devem ser feitas a respeito da configuração da Figura 2.13: 1 - a frequência da portadora do sinal PWM deve ser a maior possível para diminuir o tempo de resposta do medidor, e, 2 - a resolução da medida é diretamente proporcional ao tempo de retardo do comparador e inversamente proporcional a frequência do sinal PWM. Desse modo, deve-se procurar uma solução de compromisso entre tempo de resposta do radiômetro e resolução da medida.

A modulação em largura de pulso pode ser feita de forma convencional por comparação de tensão com uma onda triangular e pode também ser feita por “software”, de um microcontrolador, por exemplo. A Figura 2.14 mostra uma configuração, na qual o sinal PWM é gerado por um microcontrolador do tipo MC68HC11.

O sensor de radiação comporta-se, termicamente, como um filtro passa-baixas. Por isso, o equilíbrio das pontes pode ser feito com sinais pulsados de período  $T$  e amplitude  $V$ , constantes, e largura  $\tau$ , programável, já que o sensor responde ao valor eficaz deste sinal.

A saída diferencial de cada ponte é conectada a um comparador analógico, cuja saída é ligada a um pino de entrada digital do MC68HC11 (porta C). O estado dessas saídas é usado como referência, para ajustar o valor de  $\tau$  dos sinais de alimentação das pontes. O balanceamento da ponte é feito pelo ajuste sucessivo do valor de  $\tau$ , de acordo com as amostras do sinal de saída do comparador, sincronizadas com o sinal de alimentação das pontes. Quando a ponte está equilibrada, o valor de  $\tau_p$  e  $\tau_b$ , armazenado em palavras de 16 bits nos registradores do MC68HC11, representa uma conversão do valor de  $V_p$  e  $V_b$ , respectivamente. Desta forma, o processamento pode ser feito por “software”. O processo de ajuste da largura  $\tau$  do sinal de alimentação das pontes, de acordo com as amostras do sinal de saída do comparador, é na realidade uma modulação em largura de pulso (PWM), na qual a modulante é representada pelas amostras do sinal de saída do comparador, e a portadora é o sinal de período  $T$  constante. Portanto, quando ocorre uma variação na

radiação incidente, tem-se uma alteração respectiva na largura  $\tau$  dos pulsos PWM, que é corrigida, até que se atinja a condição de equilíbrio das pontes. Nesta configuração converte-se a radiação, diretamente, para a forma digital, sem passar por tensões analógicas.

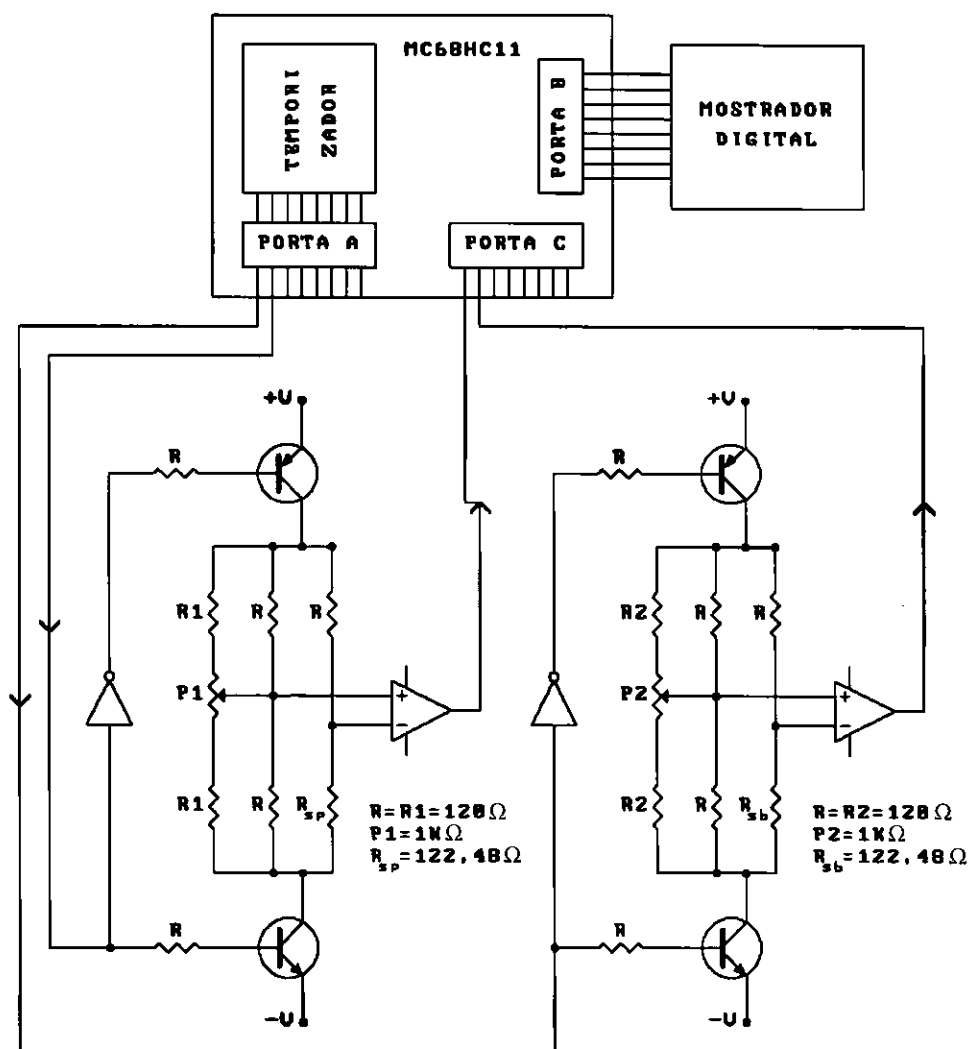


Figura 2.14 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com processamento dos sinais e equilibragem das pontes feita por microcontrolador



O temporizador do MC68HC11 pode gerar até 4 sinais pulsados, independentes, com resolução de até 16 bits cada e frequência de aproximadamente 30,5 Hz e largura ( $\tau$ ) de pulsos programáveis. Pode-se dispor deste recurso para alimentar as pontes com dois desses sinais. Esses sinais têm as formas de ondas apresentadas na Figura 2.13. Pode-se aumentar a frequência dos pulsos, mas, assim, diminui-se a resolução do sinal pulsado e, conseqüentemente, da medida.

Existem diversas possibilidades de algoritmos para fazer o ajuste da largura  $\tau_i$  do sinal PWM, uma delas é a aproximação sucessiva. Entretanto, neste caso, o tempo de resposta seria bem pior do que o tempo de resposta do sensor em malha aberta, pois, para cada aproximação, é necessário esperar que o sensor se estabilize termicamente até que se possa fazer nova aproximação. Pode-se também utilizar correções proporcionais ao desequilíbrio da ponte, usando-se o conversor A/D de 8 bits do microcontrolador como mostrado na Figura 2.15.

Com  $\tau_p$  e  $\tau_b$  tem-se uma medida digital, com uma precisão de 16 bits, de  $V_p$  e  $V_b$ , respectivamente. Desta forma, pode-se determinar a radiação, através de um algoritmo que execute a expressão (2:10).

Para se polarizar os sensores na temperatura de 50°C deve-se seguir um procedimento similar ao do item 2.2.1, mas deve-se fazer os valores eficazes das tensões nos coletores dos transistores que alimentam as pontes iguais a 3,633 V. Para uma tensão V de alimentação das pontes igual a 5 V, este valor eficaz corresponde a um ciclo de trabalho de 53%, para  $T = 32,768$  ms, encontra-se  $\tau = 17,3$  ms.

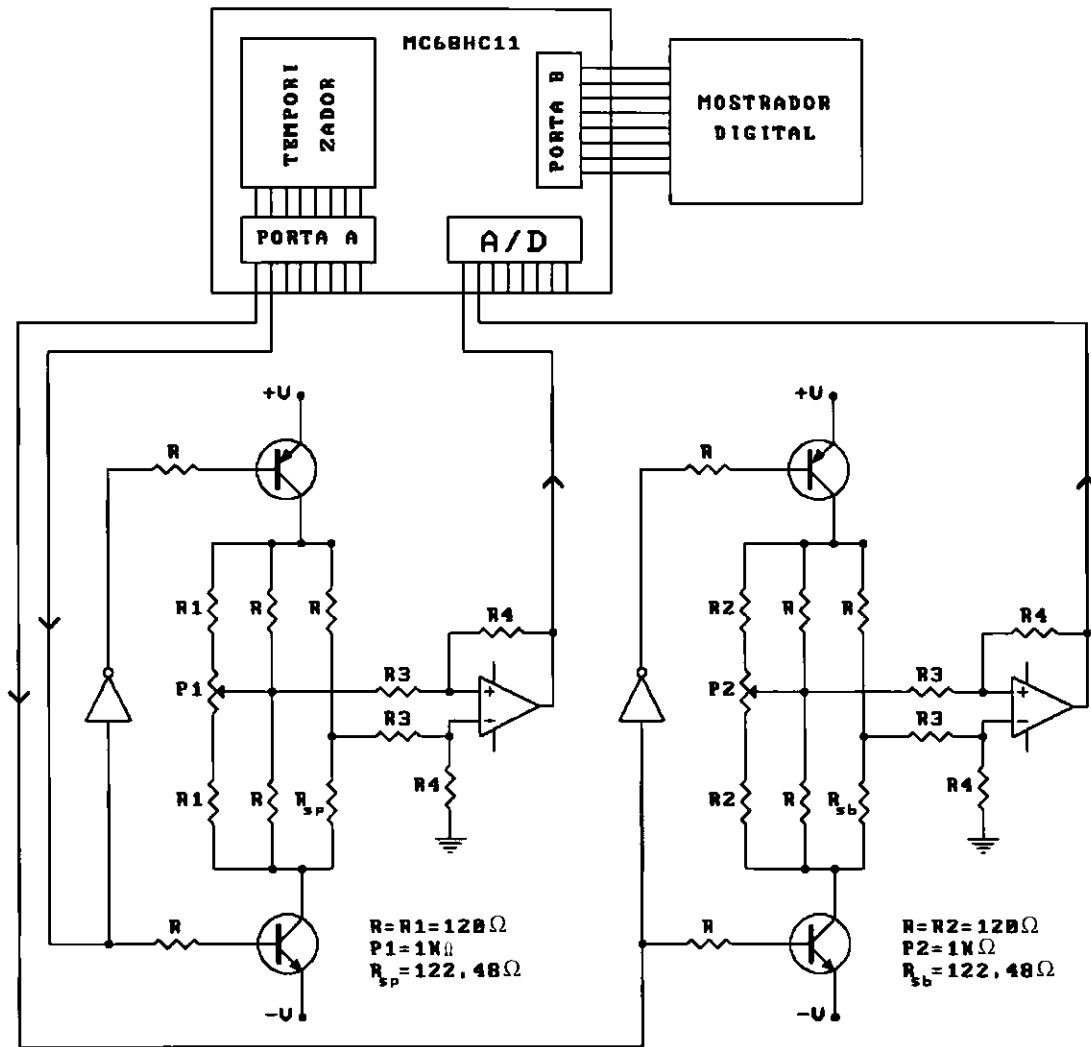


Figura 2.15 - Diagrama de um radiômetro solar de equivalência elétrica com correções proporcionais ao desequilíbrio da ponte

O valor  $\tau_0 = \tau_b - \tau_p$ , correspondente a medida da radiação, e sua sensibilidade em relação a H, podem ser dadas por:

$$\tau_0 = \frac{ART(\alpha_p - \alpha_b)}{V^2} H \quad (2:16)$$

$$S = \frac{d\tau_0 / \tau_0}{dH / H} = 1 \quad (2:17)$$

Foram mostradas diversas alternativas de se implementar um radiômetro solar de equivalência elétrica com estrutura em ponte realimentada. Mostram-se a seguir estruturas com realimentação negativa, mas que não utiliza ponte.

### **2.3 - Configurações com Fonte Controlada de Corrente**

Existem outras configurações possíveis para se implementar um radiômetro solar de equivalência elétrica, que não utilizam as pontes auto-equilibradas. Elas podem usar modulação em largura de pulso ou circuitos lineares.

#### 2.3.1 - Configurações com Fontes Controladas de Corrente Lineares

Dois configurações de radiômetros de equivalência elétrica com fontes de corrente lineares estão mostradas nas Figuras 2.16 e 2.17. Em ambas, as diferenças entre as tensões sobre os sensores e uma tensão de referência  $V_{ref}$  são amplificadas com ganho elevado, integradas (somente na configuração da Figura 2.17) e geram correntes, que vão aquecer os sensores. O regime permanente ocorre quando as tensões sobre os sensores forem iguais a  $V_{ref}$ .

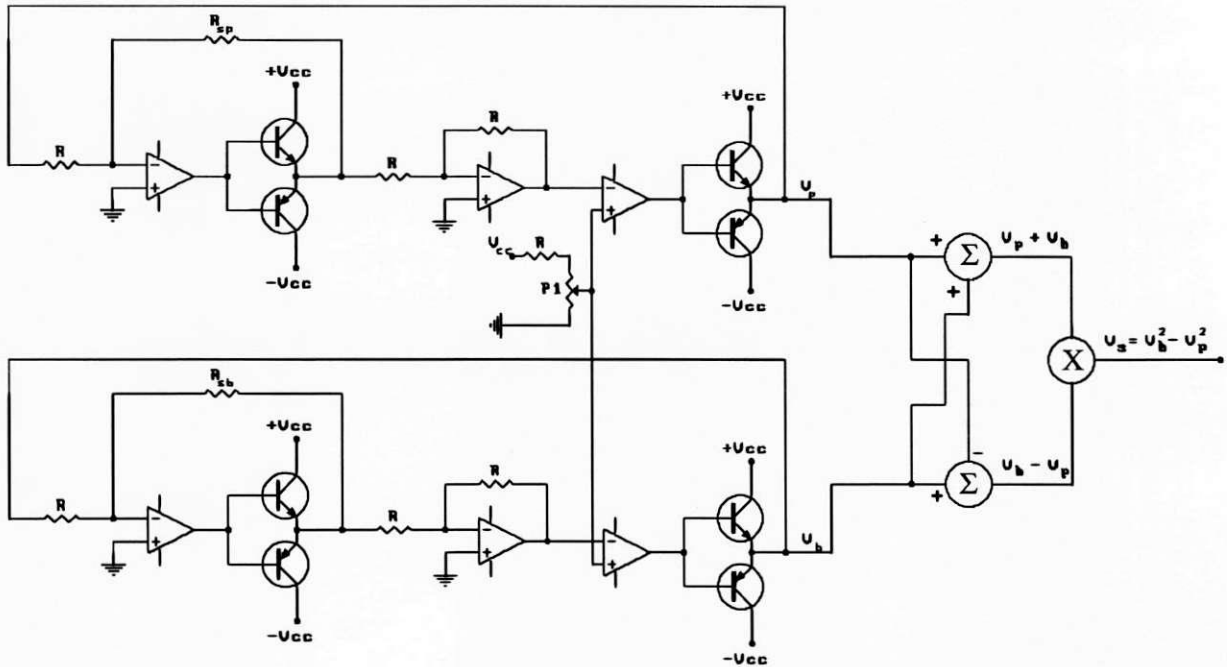


Figura 2.16 - Diagrama de um radiômetro solar com fonte controlada de corrente

A configuração da Figura 2.17 tem uma resposta temporal mais lenta devida ao integrador, entretanto sua estabilidade é melhor que a da configuração da Figura 2.16.

A partir da equação (1:04) (página 17) pode-se chegar a uma expressão de H para estas configurações:

$$H = \frac{(V_b - V_p)(V_b + V_p) R_s}{A(\alpha_p - \alpha_b) R^2} \quad (2:18)$$

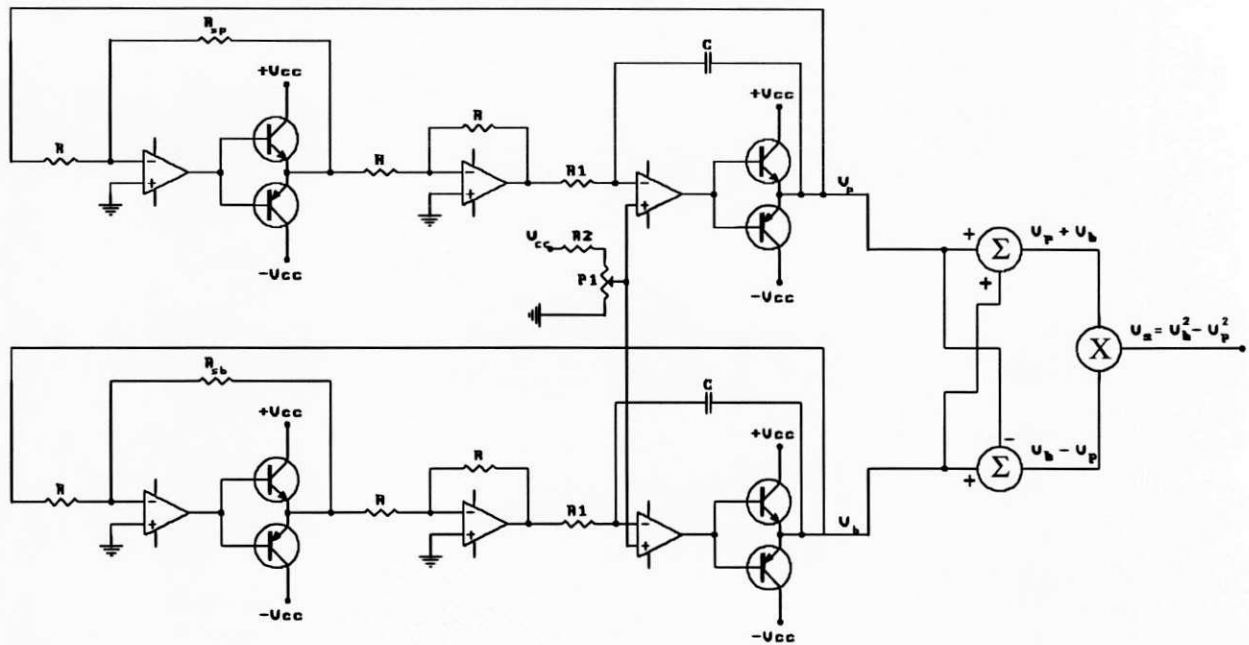


Figura 2.17 - Diagrama de um radiômetro solar com fonte controlada de corrente e integrador

No caso particular em que  $R$  é igual ao valor de polarização de  $R_s$ , a equação (2:18) é então:

$$H = \frac{(V_b - V_p)(V_b + V_p)}{AR(\alpha_p - \alpha_b)} \quad (2:19)$$

A tensão  $V_s$  e sua sensibilidade em relação a  $H$ , podem ser dadas por:

$$V_s = AR(\alpha_p - \alpha_b)H \quad (2:20)$$

$$S = \frac{dV_s / V_s}{dH / H} = 1 \quad (2:21)$$

A polarização dos sensores deve ser tal que suas temperaturas sejam superiores a maior temperatura ambiente possível. Para se polarizar os sensores em 50°C, deve-se cobrir os sensores para que eles recebam radiação nula, e ajustar-se  $V_{ref}$  até que as tensões  $V_b$  e  $V_p$  sejam iguais a 7,267 V (com  $R_s = R$ ). Isso só pode ser conseguido se os resistores  $R$  ligados às entradas inversoras dos amplificadores operacionais forem iguais, caso contrário, deve-se ter ajustes independentes de  $V_{ref}$ .

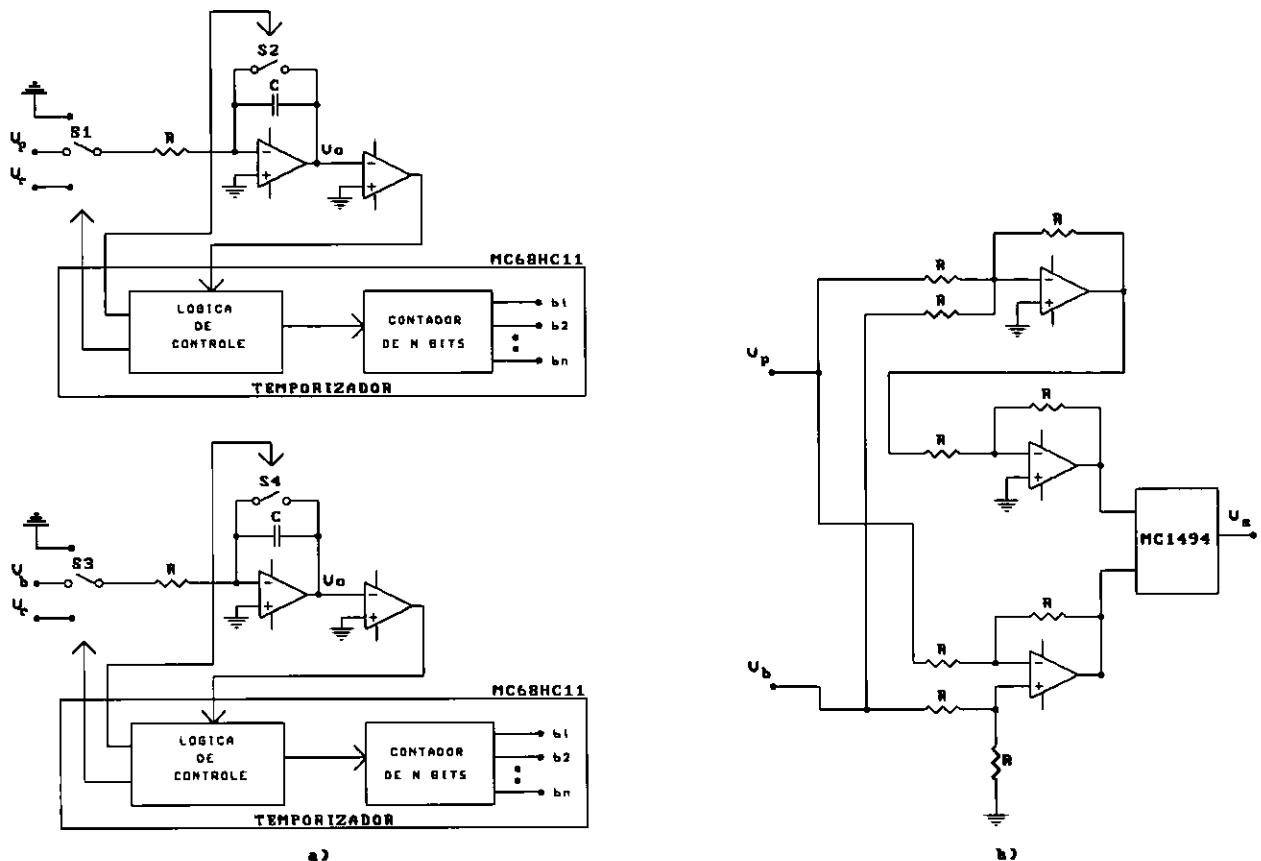


Figura 2.18 - Possibilidades de implementação de somador, subtrator e multiplicador. a - com microcontrolador e conversor A/D de rampa dupla; b - com circuitos analógicos

Na Figura 2.18 mostra-se duas possibilidades de implementação dos blocos somadores, subtratores e multiplicadores das Figuras 2.16 e 2.17. A primeira usa um conversor A/D de rampa dupla implementado com o temporizador do microcontrolador MC68HC11 e a segunda usa circuitos analógicos.

### 2.3.2 - Configurações com Fontes de Corrente com Modulação em Largura de Pulsos

Mostra-se na Figura 2.19 uma configuração de um radiômetro solar de equivalência elétrica com o sensor excitado por corrente em forma de pulsos modulados em largura. A tensão sobre o sensor é amostrada de forma síncrona com os pulsos que o excitam, comparada com uma referência e integrada no tempo. A tensão de saída do integrador é transformada para largura de pulso pelo modulador PWM, fechando assim a malha de realimentação.

Como citado anteriormente, nas configurações com modulação em largura de pulso, a relação sinal/ruído é melhor do que nas configurações com excitação analógica.

O sensor se comporta, termicamente, como um filtro passa-baixa. Desse modo, ele vai responder ao valor eficaz da corrente que o atravessa, caso a frequência dos pulsos seja suficientemente elevada.

Os valores eficazes das correntes através dos sensores são dados por:

$$I_{\text{efp}} = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{\tau_p}{T}} \quad \text{e} \quad I_{\text{efb}} = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{\tau_b}{T}} \quad (2:22)$$

onde  $V$  é a tensão de pico na saída dos moduladores em largura de pulso,  $T$  é o período do sinal PWM e  $\tau_p$  e  $\tau_b$  são as larguras dos pulsos correspondentes aos circuitos que contêm os sensores preto e branco, respectivamente.

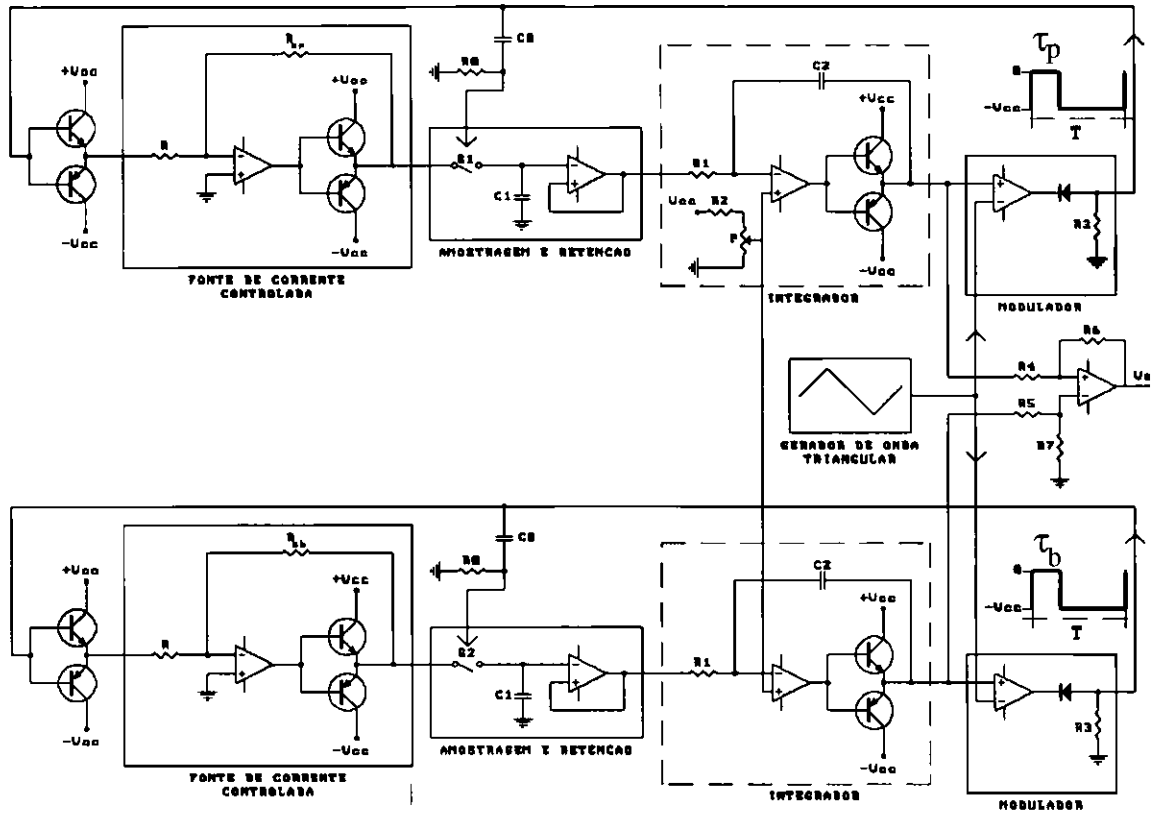


Figura 2.19 - Diagrama de um radiômetro solar com excitação dos sensores por correntes moduladas em largura de pulso

Substituindo estes valores na equação (1:04) (página 17), tem-se:

$$H = \frac{(I_{\text{efb}}^2 - I_{\text{efp}}^2)R_s}{(\alpha_p - \alpha_b)A} = \frac{V^2 R_s}{T(\alpha_p - \alpha_b)AR^2} (\tau_b - \tau_p) \quad (2:23)$$



A radiação é, portanto, função de uma constante,  $V^2R_s/ATR^2(\alpha_p - \alpha_b)$ , e da diferença  $\tau_p - \tau_b$ . Como  $\tau_p$  e  $\tau_b$  podem ser dadas por:

$$\tau_p = k_p V_p \quad \text{e} \quad \tau_b = k_b V_b \quad (2:24)$$

então a radiação H pode ser medida fazendo-se a diferença entre  $V_p$  e  $V_b$ . No caso particular onde  $k_p = k_b = k$  e  $R_s = R$ , H pode ser dado por:

$$H = \frac{kV^2}{T(\alpha_p - \alpha_b)AR} (V_b - V_p) \quad (2:25)$$

A radiação H é, então, diretamente proporcional a  $V_s$ , já que  $V_s = V_b - V_p$ . A tensão  $V_s$  e sua sensibilidade em relação a H, podem ser dadas por:

$$V_s = \frac{ART(\alpha_p - \alpha_b)}{kV^2} H \quad (2:26)$$

$$S = \frac{dV_s/V_s}{dH/H} = 1 \quad (2:27)$$

Para se polarizar os sensores na temperatura de 50°C deve-se seguir um procedimento similar aos mostrados nos itens anteriores, fazendo-se  $V_b$  e  $V_p$  iguais a 2,64 V, como no item 2.2.4.

As considerações feitas no ítem 2.2.4 também são válidas aqui, ou seja: 1 - a frequência da portadora do sinal PWM deve ser a maior possível para diminuir o tempo de resposta do medidor, e, 2 - a resolução da medida é diretamente proporcional ao tempo de retardo do comparador e inversamente proporcional a frequência do sinal PWM. Desse modo, deve-se procurar uma solução de compromisso entre tempo de resposta do radiômetro e resolução da medida.

A modulação em largura de pulso pode também ser feita por um microcontrolador, como mostrado nas Figuras 2.20 e 2.21. A diferença entre estas configurações é que a segunda usa um integrador e a primeira não.

Em ambos os casos, o microcontrolador gera o sinal PWM, comanda a amostragem dos sinais e faz a conversão A/D de rampa dupla com o seu temporizador.

O valor de  $\tau_0 = \tau_b - \tau_p$ , correspondente a medição da radiação, e sua sensibilidade em relação a H, podem ser dadas de forma similar ao mostrado no ítem 2.2.4, ou seja:

$$\tau_0 = \frac{ART(\alpha_p - \alpha_b)}{V^2} H \quad (2:28)$$

$$S = \frac{d\tau_0 / \tau_0}{dH / H} = 1 \quad (2:29)$$

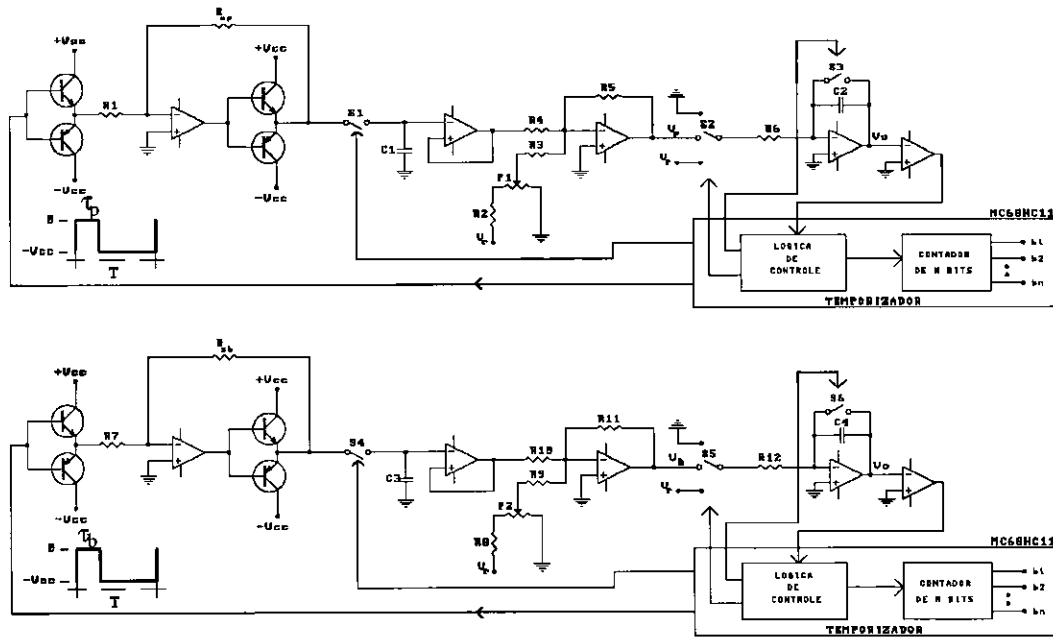


Figura 2.20 - Diagrama de um radiômetro solar com excitação dos sensores por correntes moduladas em largura de pulso baseado em microcontrolador

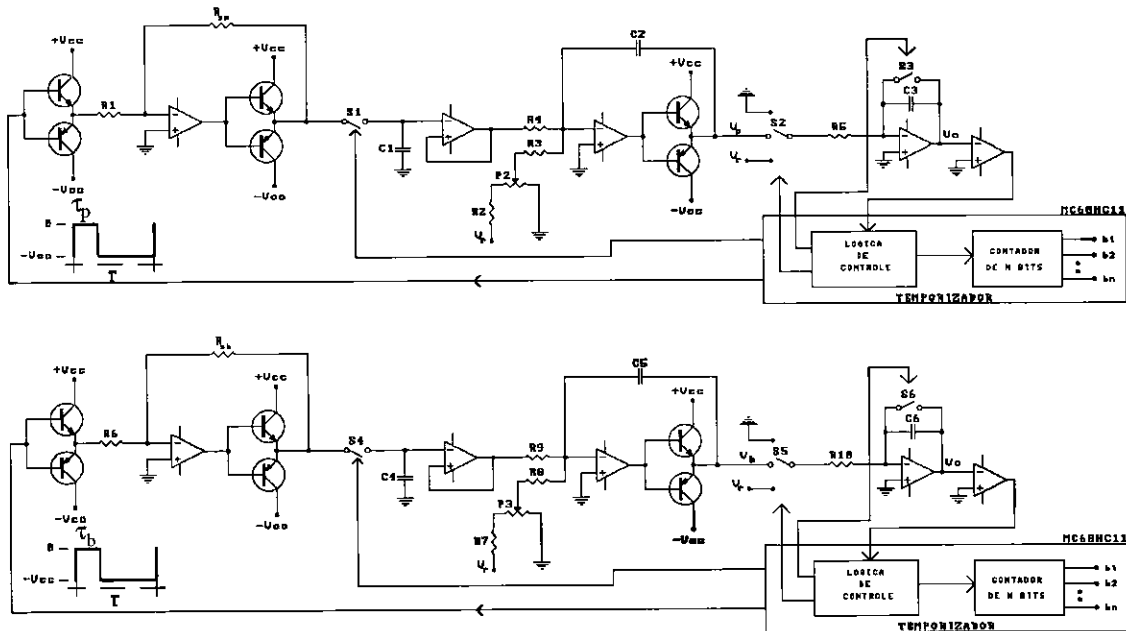


Figura 2.21 - Diagrama de um radiômetro solar com excitação dos sensores por correntes moduladas em largura de pulso baseado em microcontrolador

Neste trabalho tem-se como principal objetivo a avaliação de diversas estruturas, para implementação de um radiômetro solar de equivalência elétrica, de maneira que se possa ter informações técnicas, que possibilitem fazer-se uma escolha criteriosa de uma dada estrutura.

Neste capítulo se avalia alguns aspectos relevantes destas estruturas, tais como: tempo de resposta, precisão, relação sinal/ruído. Dada a importância destes parâmetros, tem-se, a seguir, um cotejamento entre as estruturas no que diz respeito aos referidos parâmetros, dentre outros aspectos.

#### 1 - Considerações quanto ao tempo de resposta:

Todas as estruturas que precisam fazer amostras dos sinais (estruturas digitais ou as estruturas analógicas que utilizam S/H) tem sua resposta temporal aumentada, por conta disso. O processo de integração que existe em determinadas estruturas, também, retarda a resposta temporal. Daí, se conclui que a estrutura mais rápida é do tipo analógica, que não tem S/H e nem integrador em sua configuração.

#### 2 - Considerações quanto a relação sinal/ruído:

Todas as estruturas apresentadas neste trabalho são variantes de duas estruturas básicas, a estrutura em ponte auto-balanceada e a estrutura com fonte de corrente controlada por tensão. Em ambas pode-se excitar a estrutura com uma tensão contínua fornecida pela saída de um amplificador operacional, cujo valor depende da intensidade da radiação a qual o sensor está submetido, ou por um sinal pulsado com largura variável segundo a radiação incidente no sensor, proveniente de um modulador PWM. No caso de usar-se modulação em largura de pulso, tem-se uma melhor relação sinal/ruído, portanto

uma melhor precisão. Isto ocorre porque a tensão sobre o sensor é amostrada de forma síncrona com os pulsos que o excitam. Em outras palavras, a tensão correspondente à resistência do sensor, e conseqüentemente sua temperatura, é função do pico de corrente que passa através dele, maximizando, assim, a relação sinal/ruído. Evidentemente, esta otimização da relação sinal/ruído, quando da excitação do sensor por um sinal modulado em largura de pulso, é válida tanto para as estruturas digitais quanto para as analógicas.

### 3 - Considerações quanto as possibilidades de implementação:

Dentre as possibilidades aventadas no decorrer do trabalho, de pronto tem-se duas vertentes: estruturas analógicas e estruturas digitais. Estas possibilidades são objeto de análise a seguir:

#### a) Estruturas Digitais - Considerações quanto a precisão:

Das soluções digitais apresentadas tem-se algumas variantes. O primeiro critério de escolha recai sobre o tipo de conversor a ser utilizado. Ao longo do trabalho apresentou-se algumas possibilidades, quais sejam: o próprio conversor A/D (8 bits) disponível no microcontrolador MC68HC11, conversor A/D (12 bits) externo (AD574, por exemplo), conversor A/D (16 bits) de rampa dupla e conversor A/D (16 bits) por integração discreta das amostras do conversor A/D de 8 bits, disponível no MC68HC11. No entanto apresentou-se, também, uma possibilidade de conversão A/D (16 bits), que tem a peculiaridade de converter a radiação, diretamente, para a forma digital sem passar por tensões analógicas (Figura 2.14). Outro aspecto que está associado ao conversor A/D é o tempo de conversão. No entanto, foi mostrado, ao longo do texto, que nenhuma das possibilidades apresentadas, a menos das estruturas que precisam fazer o ajuste da largura de pulso por “software” (Figuras 2.14 e 2.15), comprometem o tempo de resposta do radiômetro solar, a depender do algoritmo que seja utilizado para fazer o processo de ajuste

da largura de pulso. Portanto, dentre as possibilidades apresentadas, as que se têm maior precisão são as que utilizam conversor A/D de 16 “bits”.

O gargalo na escolha do conversor A/D é o tipo de resolução necessária numa dada aplicação. Se, por exemplo, é necessário fazer uma avaliação do nível de variação de radiação solar numa situação onde esta variação é mínima, evidentemente, deve-se escolher um conversor de maior resolução. Se, no entanto, existe outra situação onde o interesse é saber-se os picos de radiação, pode-se ter uma resolução menor do que no caso anterior. Portanto, a quantidade de bits necessária, só pode ser determinada a partir da situação concreta a ser abordada.

Depois da conversão A/D dos sinais de interesse ( $V_b$  e  $V_p$ ), precisa-se fazer o processamento destes sinais, que consiste, basicamente, na execução de rotinas de soma, subtração, multiplicação e divisão. Do que foi apresentado no trabalho, tem-se uma melhor precisão, utilizando-se rotinas em ponto flutuante (32 bits) do MC68HC11 desenvolvidas pela Motorola. Foi mostrado, ao longo do trabalho, que o tempo de processamento destas subrotinas não comprometem o tempo de resposta do instrumento (radiômetro).

Uma solução digital interessante (visto que que tem-se uma resolução de 16 “bits” e converte-se a radiação, diretamente, para a forma digital, sem passar por tensões analógicas) é a que faz a equilibragem das pontes diretamente pelo microcontrolador (Figura 2.14). No entanto, a questão central desta proposta é o algoritmo que faça a equilibragem da ponte. Uma possibilidade é um algoritmo de aproximação sucessiva, no entanto, por razões já explicadas, este processo compromete o tempo de resposta do instrumento (radiômetro). Portanto, tem-se que fazer um estudo de algoritmos que possibilitem a equilibragem das pontes sem comprometer o tempo de resposta do Radiômetro.

b) Estruturas Analógicas - Considerações quanto a precisão e estabilidade:

Pode-se implementar as funções de soma, subtração, multiplicação e divisão com amplificadores operacionais, obtendo-se resultados de relativa precisão, linearidade e estabilidade, por conta das características intrínsecas dos amplificadores operacionais.

No caso específico do multiplicador pode-se utilizar um circuito integrado (MC1494, por exemplo). No entanto, é necessário fazer vários ajustes para melhorar a precisão e a estabilidade, que ainda ficam comprometidas.

c) Estruturas Analógicas x Estruturas Digitais

Existe um leque de aspectos que podem ser levantados na comparação entre as estruturas digitais e analógicas, desde custo até problemas de deriva térmica dos amplificadores operacionais ou erros de quantização dos conversores A/D. Neste capítulo, tem-se diversas considerações, sobretudo no que diz respeito a aspectos técnicos, das estruturas propostas. Existem lacunas a serem exploradas, por exemplo: qual a influência que a tensão de off-set dos amplificadores operacionais tem na medida da radiação efetuada por um radiômetro completamente analógico?. No entanto, apesar de existir espaço para mais trabalho, existem sinalizações, que possibilitam fazer escolhas.

Se houver uma priorização da resposta temporal deve-se escolher uma estrutura analógica, se houver necessidade de ter-se o sinal (representativo da radiação) com o menor nível de interferência possível, deve-se escolher uma estrutura digital, pois, este tipo de estrutura possibilita fazer filtros eficientes com uma facilidade bem maior (por “software”). Se houver necessidade de guardar-se os valores da radiação durante um dado

intervalo de tempo, é mais indicado as estruturas digitais pois o próprio microcontrolador têm memórias internas, que possibilitam fazer o armazenamento dos dados.

Neste capítulo foram mostradas configurações para radiômetros solares de equivalência elétrica e feitas comparações entre elas. Mostra-se no próximo capítulo os procedimentos de projeto e resultados de testes feitos com uma montagem de uma dessas configurações.



## MONTAGEM E TESTES

Neste capítulo apresenta-se os procedimentos de projeto de uma configuração de um radiômetro solar de equivalência elétrica com modulação em largura de pulso, sua montagem e resultados de testes realizados em laboratório.

### 3.1 - Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica com Excitação PWM

A Figura 3.1 mostra em diagrama de blocos um radiômetro solar de equivalência elétrica com modulação PWM, sua implementação pode ser feita com circuitos como os das Figuras 2.20 (página 57) ou 3.2. Nesta última, a tensão de saída do integrador  $V_o(t)$  é dada por:

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int (V_p - V_{ref}) dt + V_{ref} \quad (3:01)$$

A tensão  $V_{ref}$  é ajustada através do potenciômetro  $P_1$ . Quando  $V_p = V_{ref}$ , a tensão de saída do integrador é  $V_{ref}$ . Neste caso, o sinal PWM tem uma largura  $\tau$  constante, que garante a polarização do sensor em uma temperatura de referência dada.

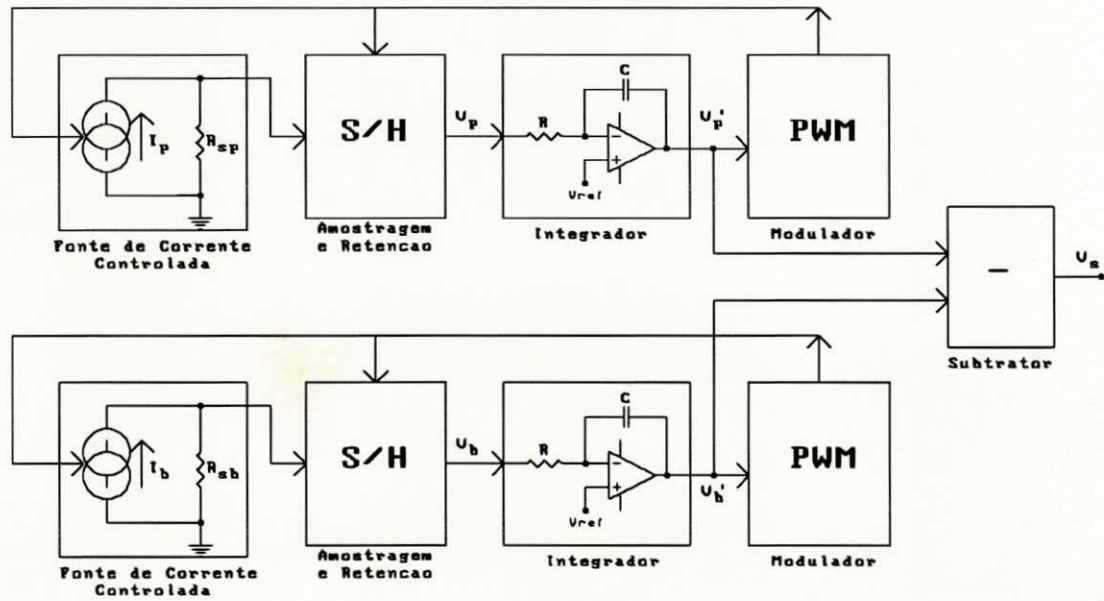


Figura 3.1 - Diagrama de blocos de um radiômetro solar de equivalência elétrica com modulação em largura de pulso

Para polarizar-se o sensor na temperatura de referência desejada, verifica-se nas Figuras 2.3 (página 23) e 2.5 (página 24) qual a corrente correspondente a esta temperatura. Como o sensor é alimentado por uma fonte de corrente, cujo valor eficaz é função da largura  $\tau$  do sinal PWM, basta, então, ajustar a largura  $\tau$  dos pulsos para conseguir-se a corrente desejada. Esta largura é determinada pela tensão de saída do integrador  $V_{ref}$ . Na ausência da radiação, ajusta-se a tensão de saída do integrador, através do potenciômetro  $P_1$ , para obter-se a largura  $\tau$  do sinal PWM correspondente a temperatura de referência desejada. O sinal PWM em corrente é gerado por um conversor tensão-corrente que tem na sua entrada a forma de onda mostrada na Figura 3.3.

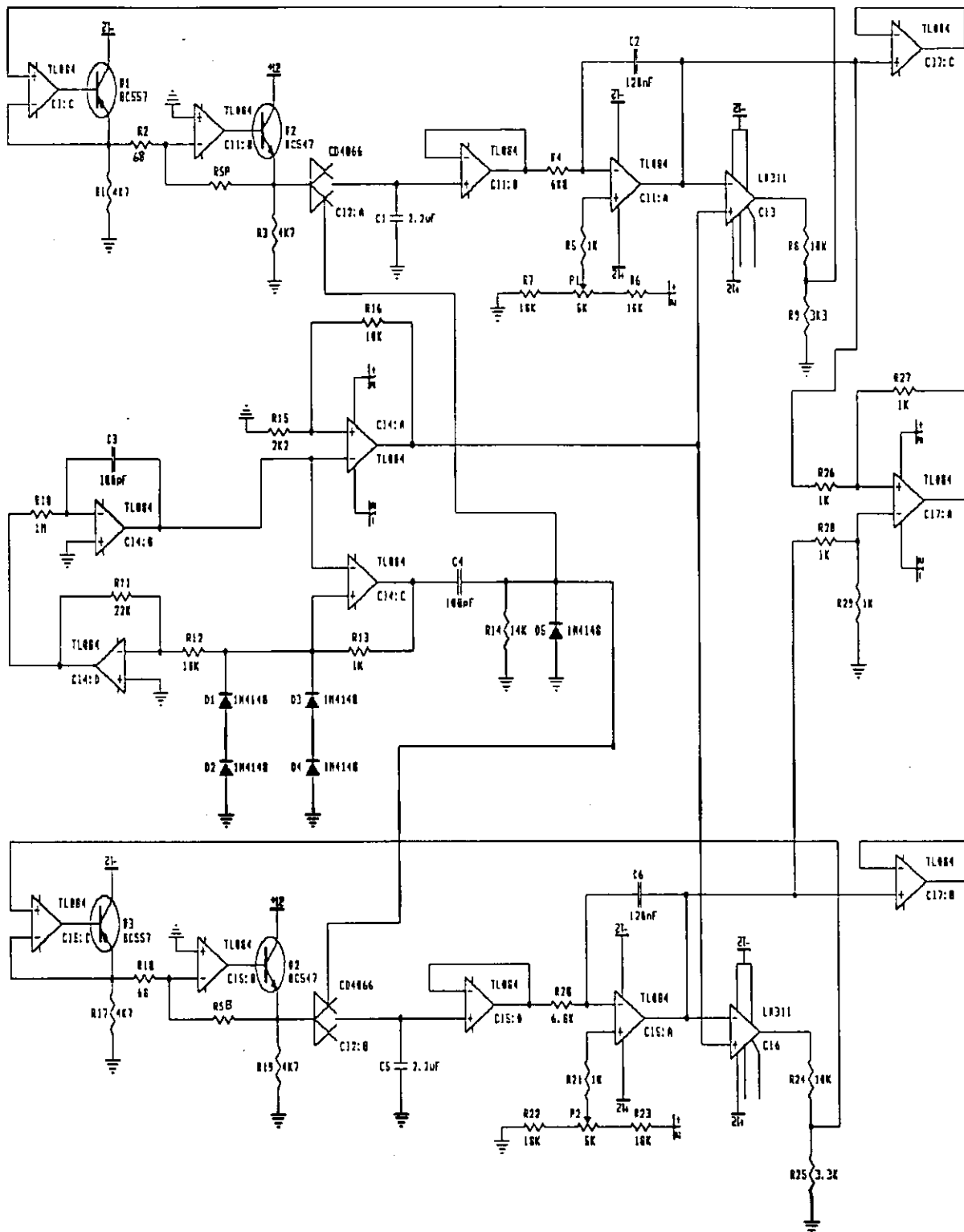


Figura 3.2 - Diagrama elétrico de um radiômetro solar de equivalência elétrica, utilizando modulação em largura de pulso (PWM)

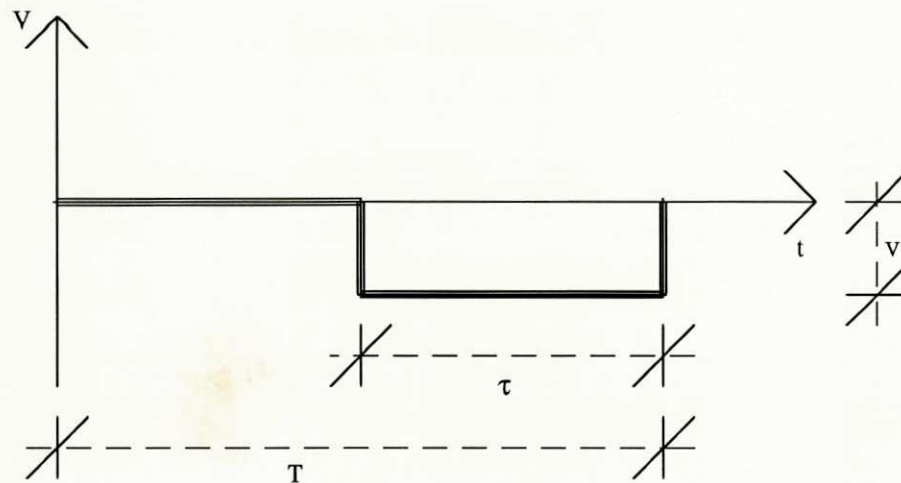


Figura 3.3 - Sinal PWM

O valor eficaz da tensão de entrada do conversor tensão-corrente é dado por:

$$V_{ef} = V \sqrt{\frac{\tau}{T}} \quad (3:02)$$

Onde:  $V_{ef}$  é a tensão eficaz;  $V$  é a tensão de pico;  $\tau$  é a largura de pulso e  $T$  é o período.

As correntes eficazes que passam através dos sensores preto e branco são dadas, respectivamente, por :

$$i_{efp} = \frac{V_{efp}}{R_2} \quad e \quad i_{efb} = \frac{V_{efb}}{R_{18}} \quad (3:03)$$

Portanto, através da relação mostrada na expressão (3:03), encontra-se a corrente eficaz correspondente a temperatura de referência desejada.

Escolheu-se como temperatura de polarização dos sensores  $50^{\circ}\text{C}$ , tendo em vista que este valor é maior do que as máximas temperaturas, na maioria dos casos, no Brasil. Na

implementação do radiômetro de equivalência elétrica, escolheu-se como tensão inicial de integração  $V_{ref} = 0V$ . A obtenção destas condições é feita do seguinte modo:

$$V = \frac{R9}{R9 + R8} \times (-VCC) = -3V \quad (3:04)$$

$$V_{ent} = 0V \Rightarrow \tau = 50\% \quad (3:05)$$

Substituindo-se estes valores na expressão (3:02), tem-se :

$$V_{ef} = V \sqrt{\frac{\tau}{T}} = -3V \times \sqrt{0,5} = -2.12V \quad (3:06)$$

A partir das Figuras 2.3 (página 23) e 2.5 (página 24), obtém-se:

$$T = 50^\circ C \Rightarrow R_{sp} = 122,48 \Omega \Rightarrow i_{ef} = 30,28 \text{ mA} \quad (3:07)$$

Daí, tem-se:

$$i_{ef} = \frac{V_{ef}}{R_2} \Rightarrow R_2 = \frac{V_{ef}}{i_{ef}} = \frac{2,12V}{30,28mA} \quad (3:08)$$

O valor comercial escolhido foi  $R_2 = 68 \Omega$ , este valor modifica, teoricamente, a temperatura de polarização para  $52^\circ C$ , como é mostrado a seguir:

$$i_{ef} = \frac{V_{ef}}{R_2} = \frac{2,12V}{68\Omega} \Rightarrow i_{ef} = 30,88mA \quad (3:09)$$

Para  $i_{ef} = 30,88 \text{ mA} \Rightarrow R_{sp} = 123,22 \Omega \Rightarrow T = 52^\circ\text{C}$ .

O procedimento para a determinação da temperatura de polarização do sensor branco é análogo ao adotado para o sensor preto, tendo em vista que a configuração na qual está colocado o sensor branco, é idêntica a do sensor preto, obtendo-se, dessa forma, a mesma condição de polarização para os dois sensores.

A seguir tem-se a dedução da expressão para a radiação, referente a configuração apresentada na Figura 3.2.

Conforme a Figura 3.4, para o comparador de tensão (CI<sub>3</sub>-LM311), que executa a função de modulador de largura de pulso, tem-se :

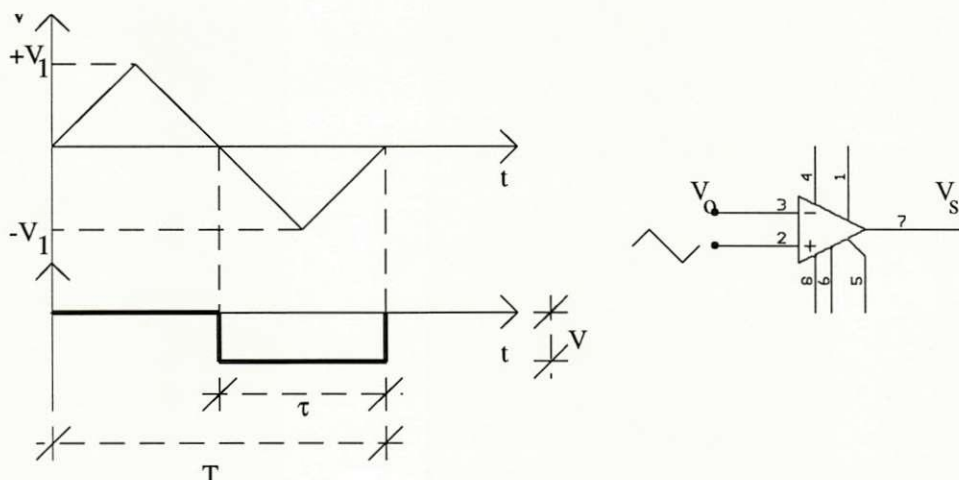


Figura 3.4 - Modulador de largura de pulso

$$\tau = aV_0 + b$$

Para  $V_0 = -V_1 \Rightarrow \tau = 0$

Para  $V_0 = V_1 \Rightarrow \tau = T$

$$0 = -aV_1 + b \quad (3:10)$$

$$T = aV_1 + b \quad (3:11)$$

A partir de (3:10) e (3:11), encontra-se:

$$a = \frac{T}{2V_1} \quad (3:12)$$

Substituindo-se a em (3:10), tem-se:

$$b = aV_1 = \frac{T}{2V_1} V_1 = \frac{T}{2} \quad (3:13)$$

Daí, tem-se:

$$\tau = aV_0 + b$$

$$\tau = \frac{T}{2V_1} V_0 + \frac{T}{2}$$

$$\tau = \frac{T}{2} \left( \frac{V_0}{V_1} + 1 \right)$$

$$\tau = \frac{T}{2} \left( \frac{V_0 + V_1}{V_1} \right)$$

$$\tau = \frac{T}{2V_1} (V_0 + V_1)$$

Substituindo-se  $\tau_b$  na expressão (3:02) e considerando-se o ganho de tensão do amplificador inversor no qual o sensor branco está colocado, tem-se:

$$V_{\text{efb}} = -\frac{R_{\text{sb}}}{R_{18}} V \sqrt{\frac{\tau_b}{T}}$$

$$V_{\text{efb}} = -\frac{R_{\text{sb}}}{R_{18}} V \sqrt{\frac{V_{\text{ob}} + V_1}{2V_1}}$$

$$P_b = \frac{V_{\text{efb}}^2}{R_{\text{sb}}} = \frac{R_{\text{sb}}^2}{R_{18}^2} V^2 \left( \frac{V_{\text{ob}} + V_1}{2V_1} \right) \frac{1}{R_{\text{sb}}}$$

$$V^2 (V_{\text{ob}} + V_1) = \frac{2V_1 P_b R_{18}^2}{R_{\text{sb}}}$$

$$V_{\text{ob}} = \frac{2V_1 P_b R_{18}^2}{V^2 R_{\text{sb}}} - V_1$$

Substituindo-se  $\tau_p$  na expressão (3:02) e considerando-se o ganho de tensão do amplificador inversor no qual o sensor preto está colocado, tem-se:

$$V_{\text{efp}} = -\frac{R_{\text{sp}}}{R_2} V \sqrt{\frac{\tau_p}{T}}$$

$$V_{\text{efp}} = -\frac{R_{\text{sp}}}{R_2} V \sqrt{\frac{V_{\text{op}} + V_1}{2V_1}}$$



$$P_p = AH + \frac{V_{efp}^2}{R_{sp}}$$

$$P_p = AH + \frac{V_{efp}^2}{R_{sp}} = AH + \frac{R_{sp}^2}{R_2^2} V^2 \left( \frac{V_{op} + V_1}{2V_1} \right) \frac{1}{R_{sp}}$$

$$V^2 R_{sp} (V_{op} + V_1) = 2V_1 P_p R_2^2 - 2V_1 A H R_2^2$$

$$V_{op} = \frac{2V_1 R_2^2}{V^2 R_{sp}} (P_p - AH) - V_1$$

Como  $R_2 = R_{18}$  e  $R_{sp} = R_{sb}$ , então:

$$V_{ob} - V_{op} = \frac{2V_1 P_b R_{18}^2}{V^2 R_{sb}} - V_1 - \left[ \frac{2V_1 R_2^2}{V^2 R_{sp}} (P_p - AH) - V_1 \right]$$

$$V_{ob} - V_{op} = \frac{2V_1 R_2^2}{V^2 R_{sp}} (P_b - P_p + AH)$$

Como os sensores são geométrica e termicamente idênticos, e estão polarizados numa mesma temperatura de referência, tem-se em decorrência destes fatores, uma dissipação de potência igual para os dois. Daí, tem-se:

$$V_{ob} - V_{op} = \frac{2V_1 R_2^2}{V^2 R_{sp}} AH$$

$$H = \frac{V^2(V_{ob} - V_{op})R_{sp}}{2V_1AR_2^2}$$

Um parâmetro que influencia sobremaneira a resposta temporal do sistema é a constante RC do integrador. Quanto menor esta constante mais rápida é a resposta temporal do radiômetro. No entanto, não se pode diminuir excessivamente esta constante, sob pena de deixar o sistema muito instável.

O circuito mostrado na Figura 3.2 foi montado e testado em laboratório, obtendo-se resultados qualitativos satisfatórios.

## CONCLUSÕES

Neste trabalho fez-se uma comparação entre os princípios da medição de diferença de temperatura e equivalência elétrica, para medição da radiação solar. Concluiu-se, que é mais indicado utilizar-se o princípio da equivalência elétrica para implementar-se um radiômetro solar, já que, com este princípio evita-se problemas: aumento da temperatura do sensor em função das condições ambientais, de sua inclinação e de sua geometria.

Foram levantadas as características de resistência versus temperatura e resistência versus corrente, do sensor termo-resistivo utilizado no trabalho, que permitiram saber qual a corrente que deve passar através dele para polarizá-lo numa determinada temperatura de referência.

Com o princípio e o sensor escolhidos, partiu-se para uma investigação de configurações que poderiam ser utilizadas para implementar-se este instrumento. O principal ponto de partida desta investigação é a constatação de que uma estrutura com realimentação negativa, contendo o sensor, é capaz de fazer uma compensação dinâmica e automática da radiação. Outro aspecto que vem sinalizar no sentido da utilização destas estruturas, é que o tempo de resposta do sensor é reduzido, consideravelmente, quando utilizado nestas estruturas. Este fato é muito importante, quando se deseja implementar um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica, capaz de detectar variações rápidas da radiação.

Em cada estrutura apresentada, descreveu-se o princípio de funcionamento e a expressão que relacionava tensão com a radiação solar. Mostrou-se as considerações de projeto e sensibilidade de cada estrutura. Fez-se também um paralelo entre as diversas configurações, mostrando-se vantagens e desvantagens de umas com relação as outras.

Por fim, fez-se o detalhamento, a nível de projeto, de uma configuração que usava modulação em largura de pulso (PWM) para gerar a corrente de excitação do sensor.

Existem diversas possibilidades para implementar-se um Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica, cada uma das quais com características peculiares. Por exemplo, se houver uma priorização, em termos de tempo de resposta, deve-se escolher a estrutura analógica mostrada na Figura 2.8, contudo, nesta estrutura existem problemas de precisão do multiplicador analógico. No entanto, se for utilizada a estrutura mostrada na Figura 3.1, elimina-se a necessidade da utilização do multiplicador, mas perde-se em resposta temporal. Pode-se optar por uma estrutura que utiliza o microcontrolador MC68HC11. Se a opção for a que utiliza o próprio conversor A/D do MC68HC11, ganha-se em tempo de resposta se comparada com a que usa o conversor A/D de rampa dupla, implementada com o temporizador no microcontrolador MC68HC11, no entanto, perde-se em termos de precisão. Enfim, existe um leque de possibilidades, cuja escolha deve ser determinada pelo tipo de característica predominante que se deseja no Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica.

De uma forma geral, as configurações apresentadas neste trabalho foram baseadas em pontes realimentadas ou em fontes controladas de corrente. A excitação do sensor podia ser feita com sinais analógicos ou modulados em largura de pulsos. Neste último caso, a relação sinal/ruído era melhor, mas comprometia-se a resposta temporal do medidor de radiação como um todo.

Este trabalho não esgota todas as possibilidades de avaliação das estruturas, que podem ser utilizadas para implementação de um radiômetro solar de equivalência elétrica. Existem lacunas que dão margem a novos trabalhos. Por exemplo, pode-se efetuar o estudo de algoritmos, que possibilitem ter-se um tempo adequado à medição de radiação solar, nas estruturas digitais que usam o microcontrolador MC68HC11 para fazer o equilíbrio das pontes (Figura 2.14, por exemplo) que contém os sensores preto e branco. É possível, também, avaliar-se a influência da tensão de "off-set" dos amplificadores operacionais nas estruturas analógicas propostas para implementação de um radiômetro solar de equivalência elétrica. Existem propostas com conversão A/D (16 "bits") de rampa dupla e por integração das amostras discretas do A/D de oito "bits" do MC68HC11, que estão devidamente fundamentadas, e são passíveis de implementação, podendo-se fazer avaliações quanto ao tempo de resposta e precisão, por exemplo. Enfim, existe um leque de possibilidades que podem ser vislumbradas a partir da análise do trabalho apresentado.

## **CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MICROCONTROLADOR MC68HC11**

Em diversas configurações propostas, ao longo do texto, para o Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica, utilizou-se o microcontrolador MC68HC11. Neste apêndice tem-se uma descrição geral deste microcontrolador, uma descrição mais detalhada, que foge ao escopo deste trabalho, pode ser encontrada em [11] e [12].

Os sistemas de aquisição de sinais convencionais requerem além da CPU, um certo número de dispositivos auxiliares externos (memória, conversores, etc). Os microcontroladores oferecem a possibilidade de se ter um sistema de aquisição de dados que reduz, consideravelmente, o número de dispositivos auxiliares, já que o mesmo dispõe, além da CPU, diversos sub-sistemas em um único circuito integrado. Um exemplo destes microcontroladores é o MC68HC11, que é mostrado na Figura A1.

### **A.1 - Arquitetura Interna**

Como pode-se observar pela Figura A.1, a arquitetura do microcontrolador MC68HC11 é composta, basicamente, de: 8 K"bytes" de ROM; 512 "bytes" de EEPROM; 256 "bytes" de RAM; 1 Temporizador de 16 "bits"; 1 Acumulador de pulsos de 8 "bits"; 1 "Interface" para comunicação serial (S.C.I); 1 "Interface" serial periférica (S.P.I); 1 conversor A/D de 8 "bits" com oito canais de entrada e 1 C.P.U. de 8 "bits".

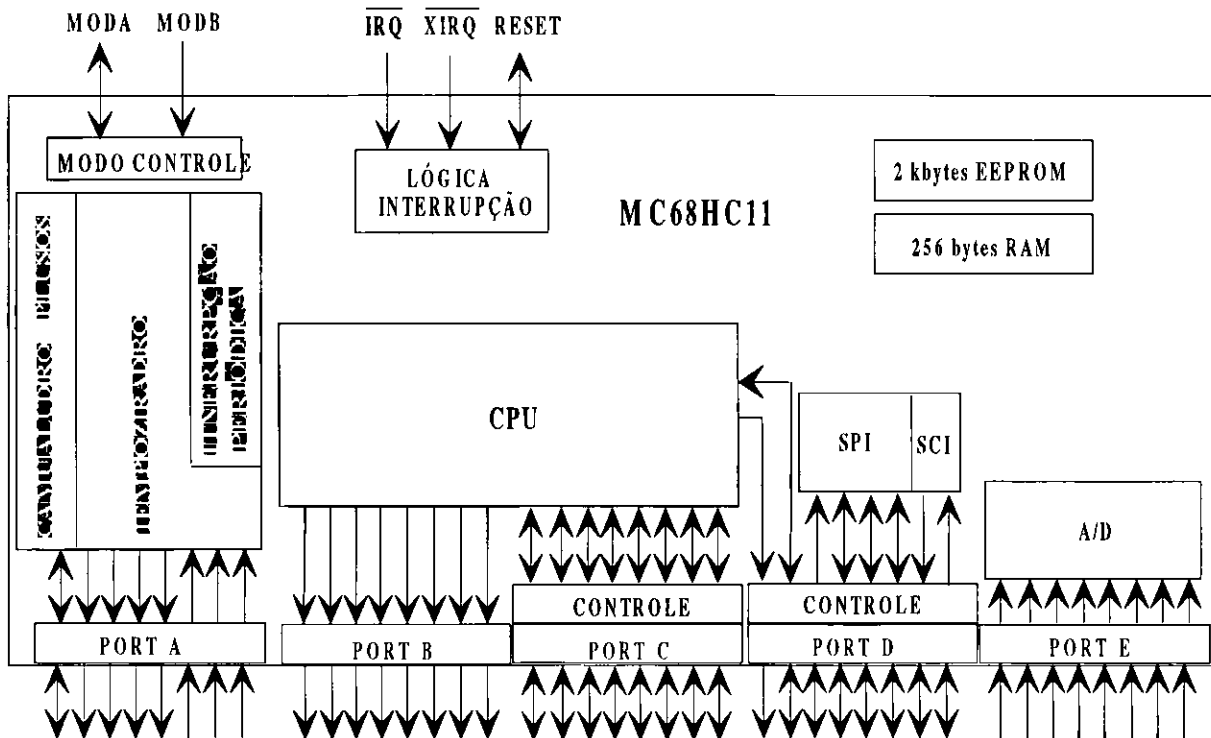


Figura A.1 - Arquitetura do microcontrolador MC68HC11

## A.2 - Registradores

O microcontrolador MC68HC11 dispõe de 64 registradores internos de oito “bits” para fins diversos. Existem registradores de configuração de portas, registradores de máscara de interrupção, registradores de escrita/leitura em portas, registradores de configuração, etc. Quando o microcontrolador é ligado, estes registradores e a RAM interna são mapeados a partir de \$1000 e \$0000, respectivamente. No entanto, pode-se realocá-los para outras posições de memória, através da programação do registrador INIT.

Além dos registradores de propósitos específicos, tem-se os usuais, que são: os acumuladores A e B (de 8 “bits” cada) e o D (formado por A e B), o contador de programa PC (16 “bits”), o apontador de pilha SP (de 16 “bits”), os indexadores X e Y (de 16 “bits” cada) e o registrador de códigos de condições CCR (de 8 “bits”).

### A.3 - Memórias

O MC68HC11 tem 4 modos de operação: "Single-Chip", "Bootstrap", "Expanded MUX" e "Special Test". Para cada modo de operação tem-se um determinado mapeamento de memória interna para o MC68HC11. As memórias disponíveis internamente no MC68HC11 estão dispostas de acordo com o mapa de memória mostrado na Figura A.2. No entanto, pode haver uma realocação deste endereçamento, através dos registradores de inicialização (INIT) e configuração (CONFIG).

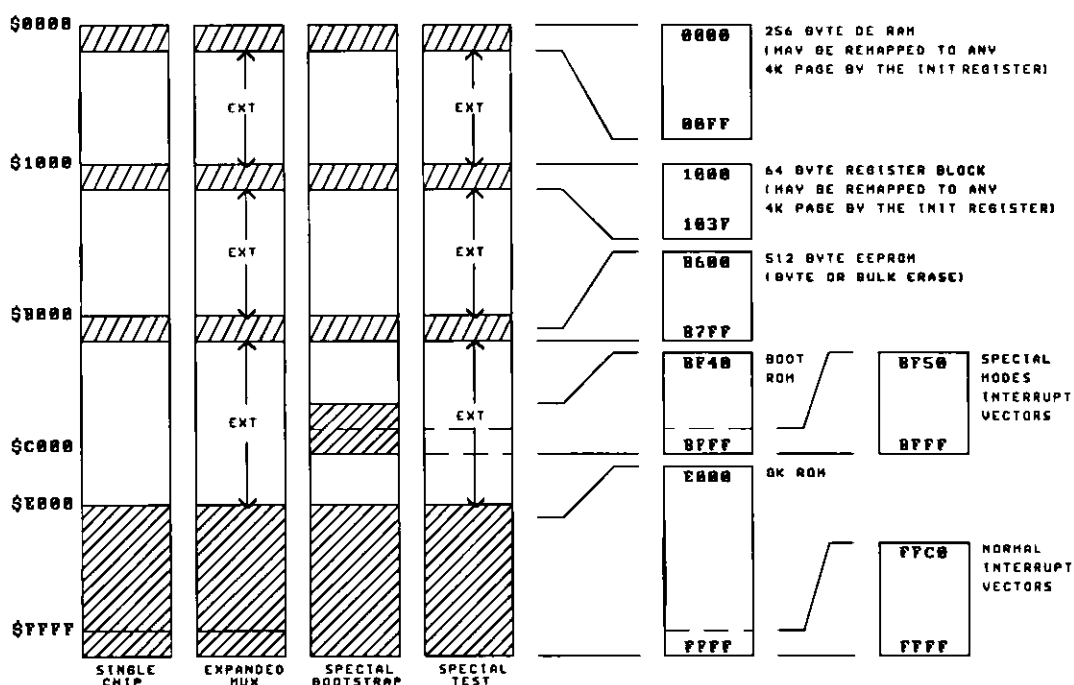


Figura A.3.1 - Mapeamento de memórias internas ao MC68HC11

Através da programação dos registradores INIT e CONFIG, define-se os espaços ocupados pelas memórias internas RAM, EEPROM e ROM, os espaços livres podem ser utilizados por memórias externas ou dispositivos de I/O.

### A.4 - Conversor A/D

O MC68HC11 dispõe de um conversor A/D de 8 "bits" com 8 canais de entrada, possibilitando, dessa forma, uma conexão com sinais analógicos que precisam ser

processados. A conversão é feita pelo método da aproximação sucessiva, tendo como elemento central para execução deste método, um registrador de aproximação sucessiva com resolução de 8 “bits”, que tem uma precisão de  $\pm 1\text{LSB}$ , em toda faixa de operação. Conversões de um sinal dado podem ser efetuada em 16  $\mu\text{s}$  cada, e os resultados são armazenados em quatro registradores (“A/D Result Register” ADR1,2,3 e 4).

A conversão é controlada pelo registrador ADCTL (“A/D Control/Status Register”). Esta programação estabelece a sequência de conversão, podendo ser realizada de quatro modos: apenas um canal é convertido quatro vezes e os resultados são armazenados nos registradores ADR; um grupo de quatro canais é convertido, sequencialmente, e os resultados são armazenados em ADR; um canal é convertido continuamente com os resultados sendo sobrepostos em ADR, após quatro conversões, e; um grupo de quatro canais é convertido, continuamente, com os resultados de cada canal sendo armazenado em ADR.

## **A.5 - Temporizador**

O temporizador é constituído, basicamente, por um contador livre de 16 “bits”, que está sempre contando. O relógio deste contador livre é gerado a partir do relógio interno E, que é de 2 Mhz. No entanto, pode-se dividi-lo por 1, 4, 8 ou 16, através da programação do registrador TMSK2.

Existem registradores de 16 “bits” associados ao temporizador, três de entrada (registradores apenas de leitura) e cinco de saída (registradores de escrita e leitura), que são associados aos pinos da porta A. Os registradores de entrada TIC3, TIC2 e TIC1 estão associados as entradas de captura IC3, IC2 e IC1, respectivamente, enquanto que os registradores de saída TOC5, TOC4, TOC3, TOC2 e TOC1 estão associados as saídas de comparação OC5, OC4, OC3, OC2 e OC1, respectivamente. As entradas de captura são, também, chamadas de funções de entrada, ao passo que as saídas de comparação são denominadas, também, de funções de saída.

As funções de entrada podem ser programadas, através do registrador TCTL2, para que o conteúdo do contador livre, que está no registrador TCNT, seja armazenado em um dado registrador de entrada (TIC3, TIC2 ou TIC1), quando ocorrer uma detecção (subida, descida ou ambos) no pino correspondente (PA0, PA1 ou PA2). Além disso, existem interrupções associadas as funções de entrada (IC3, IC2 ou IC1), que podem ser habilitadas, através da programação do registrador TMSK1.



Quando existe uma igualdade entre o conteúdo de um dos registradores de saída (TOC5, TOC4, TOC3, TOC2 ou TOC1) e o conteúdo do registrador associado ao contador livre TCNT, pode ocorrer uma ação em uma das linhas de saída (OC1, OC2, OC3, OC4 ou OC5), que estão associadas com a porta A como é mostrado na Figura A.1. Esta ação é estabelecida de acordo com a programação do registrador TCTL1. As funções de saída OC2, OC3, OC4 e OC5 programam apenas os seus respectivos pinos PA6, PA5, PA4 e PA3. No entanto, a função de saída OC1 pode atuar em qualquer um dos 5 pinos de saída da porta A, através da programação dos registradores OC1M e OC1D.

#### A.5.1. Acumulador de Pulsos

O acumulador de pulsos é um contador de 8 “bits”, que pode operar com sinais internos ou externos, dependendo da programação do registrador de controle do acumulador de pulsos (PACTL). Neste registrador o “bit” PAMOD determina se a operação é interna ou externa. No caso de contagem externa, o contador é chaveado para valores crescentes com o evento externo, cujo relógio pode ser no máximo igual ao relógio da C.P.U. dividido por dois. No caso de contagem interna, o acumulador de pulsos funciona como um contador livre de 8 “bits”, cujo relógio é igual ao da C.P.U (E) dividido por 64. Neste modo de operação tem-se a contagem de cada um dos pulsos, cuja frequência é igual a 1/64 da frequência do relógio do microcontrolador MC68HC11.

#### **A.6 - Interface para Comunicação Serial (S.C.I.)**

A interface para comunicação serial é um subsistema do microcontrolador MC68HC11, compatível com a RS232, que possibilita comunicação (transmissão e recepção) assíncrona no modo “full-duplex”. Usa o padrão NRZ de 8 ou 9 “bits”, sendo um “bit” de inicialização, oito ou nove “bits” de dados e um “bit” de parada. A taxa de transferência é selecionável por “software”, podendo-se escolher um dentre 32 valores diferentes.

Para tornar o sub-sistema (S.C.I.) compatível com o padrão RS232 ou RS422, deve-se prover o sistema de um circuito condicionador e transformar os níveis lógicos de 0 e 5 volts na saída da S.C.I. em níveis de  $\pm 12$  volts.

### **A.7 - Interface Periférica Serial (S.P.I.)**

A “interface” periférica serial é constituída, basicamente, por um registrador de oito “bits” com lógica de controle e “status” para iniciar e informar o estado da transferência de dados. A S.P.I. tem quatro pinos de “interface”, a saber: Clock Serial (SCK), Master In/Slave Out (MISO), Master Out/Slave In (MOSI) e Slave Select (SS). A S.P.I. destina-se a interconectar o microcontrolador MC68HC11 com dispositivos periféricos.

## CONVERSÃO A/D DE RAMPA DUPLA

O conversor A/D de rampa dupla, mostrado na Figura B.1, opera com tensões de entrada  $V_i$  maior que zero, e uma tensão de referência  $V_r$  menor do que zero. Para efeito de análise considera-se que, inicialmente,  $S_1$  está aberta, impossibilitando a passagem da tensão  $V_i$  ou  $V_r$  através do integrador, e  $S_2$  fechada, garantindo que o capacitor está, completamente, descarregado no começo do processo de conversão. Existem dois períodos envolvendo a conversão A/D. No primeiro,  $S_1$  é ativada através da lógica de controle, possibilitando a integração da tensão  $V_i$ , e  $S_2$  é desativada. Estes eventos ocorrem em  $t = t_1$ ; a partir deste instante, como mostra o diagrama de tempo da Figura B.1, é gerada uma rampa decrescente na saída do integrador, através do carregamento do capacitor. Em  $t_2$ , através da lógica de controle,  $S_1$  é conectada a  $V_r$ , e a rampa passa a ter uma inclinação positiva, até que a saída do integrador seja igual a zero volt. Neste instante, em  $t=t_3$ ,  $S_2$  é ativada e  $S_1$  desativada, através da lógica de controle. Assim, a tensão  $V_o(t)$ , para  $t=t_3$ , é dada por:

$$V_0 = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_i(t) dt - \frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_3} V_r(t) dt = 0$$

(B.1)

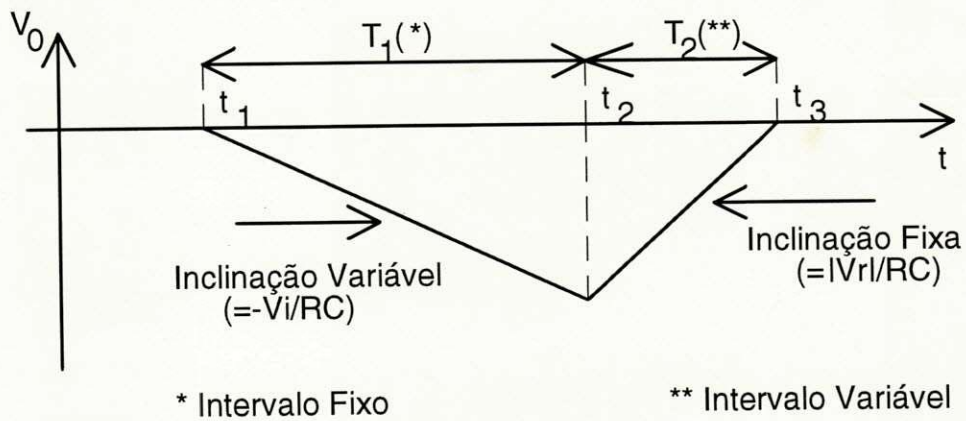
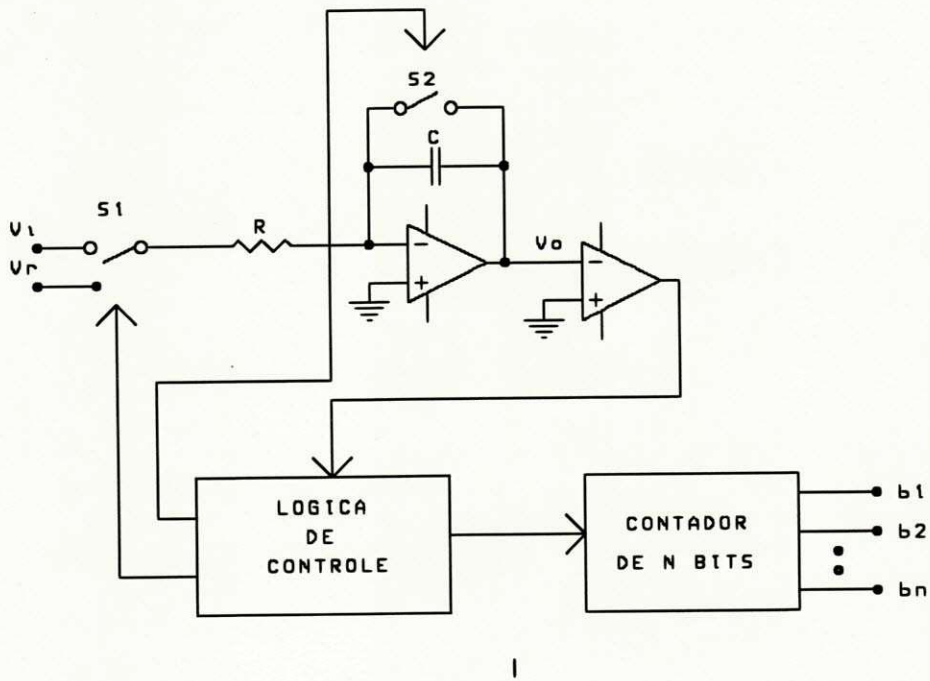


Figura B.1 - Princípio de funcionamento de um conversor de rampa dupla

$$V_i(t)[t_2 - t_1] + V_r(t)[t_3 - t_2] = 0$$

(B.2)

Considerando-se  $t_2 - t_1 = T_1$  e  $t_3 - t_2 = T_2$ , tem-se:

$$T_2 = \frac{V_i(t)}{|V_r(t)|} T_1$$

(B.3)

O valor de  $T_2$  não depende portanto de R, C e  $f_c$  (frequência do "Clock").

Pode-se impor, através da lógica de controle, que  $T_1$  tenha um valor fixo. Além disso,  $V_r(t)$  é uma tensão constante e estável. Portanto, o intervalo de tempo  $T_2$  é proporcional a tensão a ser convertida  $V_i(t)$ . Para que se tenha uma proporcionalidade direta, tem-se que fazer  $V_r(t) = T_1$ , em termos adimensionais.

Para um contador de N "bits",  $T_1$  é dado por:

$$T_1 = \frac{2^N}{f_c}$$

(B.4)

Onde: N é o número de bits do contador;  $2^N$  é o número de pulsos do relógio, e;  $T_c$  é o período do sinal de relógio.

Como  $T_2$  é o intervalo de contagem, tem-se que para uma contagem  $X$ ,  $T_2$  é dado por:

$$T_2 = X T_c \quad (B.5)$$

Onde:  $X$  é o número de pulsos acumulados no contador no intervalo  $T_2$ , correspondente ao código binário  $(b_1, b_2, \dots, b_n)$  na saída do conversor e  $T_c$  é o período do sinal de relógio.

Portanto:

$$T_2 = \frac{V_i}{V_r} T_1 \quad (B.6)$$

$$V_i = \frac{T_2}{T_1} V_r \quad (B.7)$$

$$V_i = \frac{X T_c}{2^N T_c} V_r \quad (B.8)$$

$$V_i = \frac{X}{2^N} V_r \quad (B.9)$$

Para  $V_r = 2^N$ , tem-se  $V_i = X$ .

Uma característica importante do conversor A/D, que utiliza a técnica de rampa dupla, é a possibilidade de imunidade a um determinado sinal de interferência [13]. Se  $T_1$  é escolhido como um múltiplo inteiro do período do sinal de interferência, a integral deste sinal no intervalo  $T_1$ , tem valor final igual a zero. É bastante comum utilizar  $T_1 = n/60\text{Hz}$ , para tornar o conversor imune a interferência do sinal de  $60\text{Hz}$ .

Outro aspecto importante, a ser avaliado no conversor A/D (rampa dupla), é o máximo tempo de conversão ( $t_{\max}$ ). Este tempo é dado por  $T_1 + T_2$ , para um tempo de contagem ( $X$ ) máximo para  $T_2$ . Neste caso  $X = 2^N$ . Daí tem-se:

$$T_1 = T_2 = 2^N T_c \quad (\text{B.10})$$

$$t_{\max} = T_1 + T_2 = 2^N T_c + 2^N T_c = \frac{2^N + 2^N}{f_c} = \frac{2^{N+1}}{f_c} \quad (\text{B.11})$$

A tensão de “off-set” do amplificador operacional pode provocar um erro considerável no processo de conversão. Por conta disso, faz-se uma análise da influência desta, objetivando prover o circuito, mostrado na Figura B.1, de recursos que possibilitem a minimização de seu efeito no processo de conversão A/D do sinal. Para tanto, considera-se o circuito mostrado na Figura B.2.

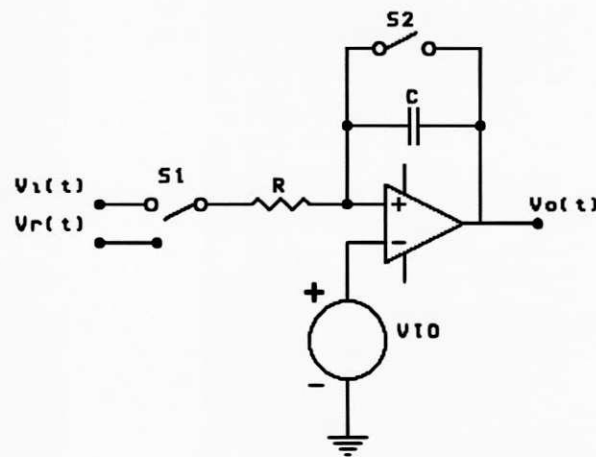


Figura B.2 - Integrador do conversor A/D considerando-se a tensão de “off-set”.

Para o circuito da Figura B.2, a tensão de saída  $V_o(t)$  é dada por:

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} (V_i - V_{io}) dt - \frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_3} (V_r - V_{io}) dt + V_{io}$$

(B.12)

Para  $V_o(t) = 0$ , em  $t = t_3$ , e considerando-se que  $t_2 - t_1 = T_1$  e  $t_3 - t_2 = T_2$ , a equação (B.12) pode ser reescrita como sendo:

$$-\frac{(V_i - V_{io})}{RC} T_1 - \frac{(V_r - V_{io})}{RC} T_2 + V_{io} = 0$$

(B.13)



$$\frac{(|V_r| + V_{io})}{RC} T_2 = \frac{V_i - V_{io}}{RC} T_1 - V_{io}$$

(B.14)

Considerando-se  $|V_r| \gg V_{io}$ , tem-se que:

$$T_2 = \frac{V_i}{|V_r|} T_1 - \frac{V_{io} T_1}{|V_r|} - \frac{V_{io} RC}{|V_r|}$$

(B.15)

Para caracterizar-se, analiticamente, a influência de  $V_{io}$  (tensão de “off-set”) no intervalo  $T_2$ , determina-se o erro absoluto e o erro relativo de  $V_{io}$  em relação a  $T_2$ . As expressões são dadas por:

$$\text{Erro absoluto} = -\frac{V_{io}}{|V_r|} T_1 - \frac{V_{io} RC}{|V_r|}$$

(B.16)

$$\text{Erro relativo} = -\frac{V_{io}}{V_i} \left( 1 + \frac{RC}{T_1} \right)$$

(B.17)

A expressão (B.17) mostra que existe uma dependência do erro relativo com relação a  $RC$ , numa razão direta, e a  $V_i$ , numa razão inversa. Isto mostra que quanto menor

a tensão de entrada maior é o erro relativo, limitando, dessa forma, a aplicação do conversor para pequenas tensões de entrada, sob pena de incorrer em um erro considerável.

A análise matemática feita, denota o efeito da tensão de “off-set”, no processo de conversão. Este efeito pode ser minimizado, se for utilizado um arranjo de circuito, como o apresentado na Figura B.3.

Na Figura B.3, entre  $t_1$  e  $t_2$ ,  $S_1$  está em GND; entre  $t_4$  e  $t_5$ ,  $S_1$  está em  $V_i$ ; entre  $t_2$  e  $t_3$ ,  $S_1$  está em  $V_r$  e entre  $t_5$  e  $t_6$ ,  $S_1$  está em  $V_r$ . Antes de fazer-se a conversão da tensão de interesse (no caso,  $V_i$ ), efetua-se a conversão de uma tensão nula (0 V). O resultado desse processo está esboçado no diagrama de tempo apresentado na Figura B.3. A partir deste diagrama de tempo, faz-se uma análise matemática, que objetiva fundamentar a proposta apresentada para minimização do efeito da tensão de “off-set”.

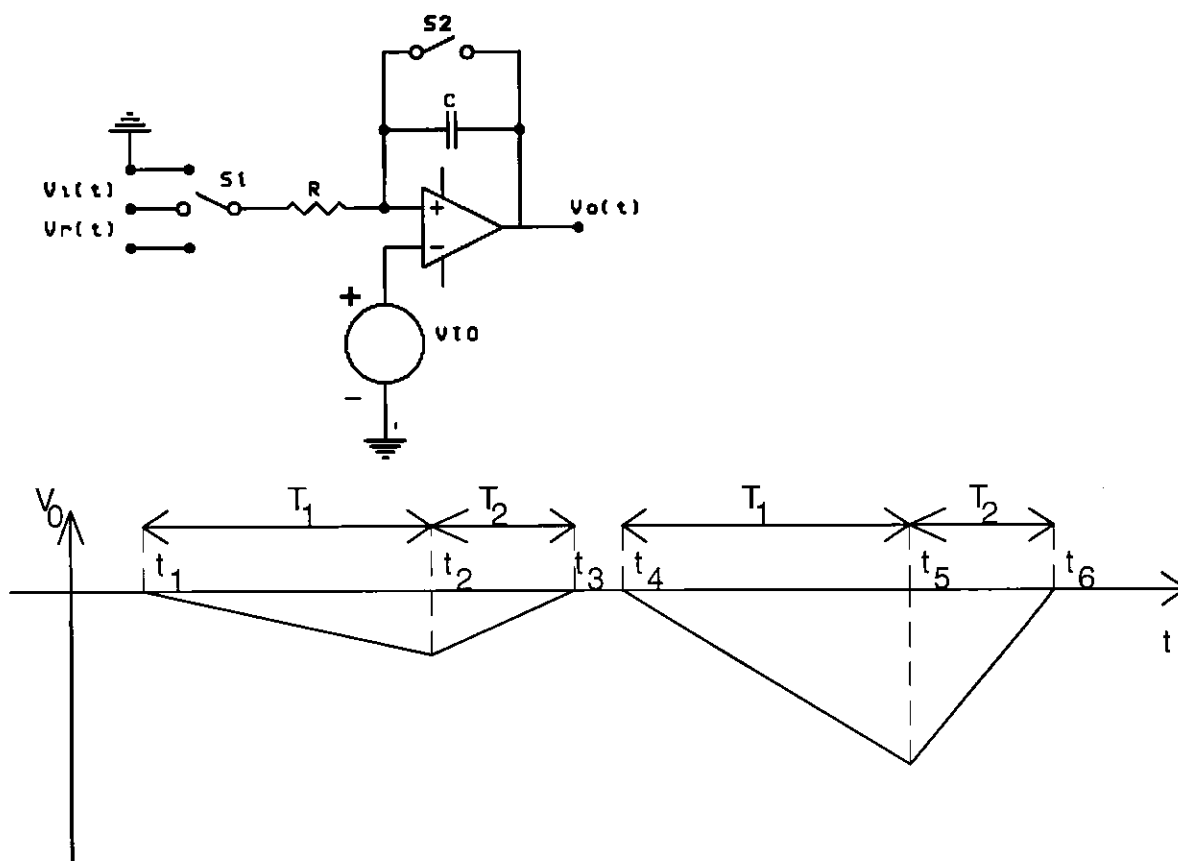


Figura B.3 - Redução do erro causado pela tensão de "off-set"

No intervalo de  $t_1$  a  $t_3$ , tem-se:

$$V_o(t) = \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_{io} dt - \frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_3} (V_r - V_{io}) dt + V_{io}$$

(B.18)

No intervalo  $t_4$  a  $t_6$ , tem-se:

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_4}^{t_5} (V_i - V_{io}) dt - \frac{1}{RC} \int_{t_5}^{t_6} (V_r - V_{io}) dt + V_{io}$$

(B.19)

Resolvendo-se as equações (B.18) e (B.19), para  $V_o(t) = 0$ , e considerando-se que  $t_2 - t_1 = T_1''$ ,  $t_3 - t_2 = T_2''$ ,  $t_5 - t_4 = T_1$  e  $t_6 - t_5 = T_2$ , tem-se:

$$V_o(t) = \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_{io} dt - \frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_3} (V_r - V_{io}) dt + V_{io} = 0$$

(B.20)

$$V_o(t) = \frac{1}{RC} V_{io} T_1'' - \frac{1}{RC} (V_r - V_{io}) T_2'' + V_{io} = 0$$

(B.21)

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_4}^{t_5} (V_i - V_{io}) dt - \frac{1}{RC} \int_{t_5}^{t_6} (V_r - V_{io}) dt + V_{io} = 0$$

(B.22)

$$V_o(t) = -\frac{(V_i - V_{io})}{RC} T_1 - \frac{(V_r - V_{io})}{RC} T_2 + V_{io} = 0$$

(B.23)

Subtraindo-se a expressão (B.23) de (B.22), para  $|V_r| \gg |V_{io}|$  e  $T_1'' = T_1$ , tem-se:

$$\left[ -\frac{(V_i - V_{io})}{RC} T_1 - \frac{(V_r - V_{io})}{RC} T_2 + V_{io} \right] - \left[ \frac{V_{io}}{RC} T_1'' - \frac{(V_r - V_{io})}{RC} T_2'' + V_{io} \right] = 0$$

$$-\frac{V_i}{RC} T_1 + \frac{V_{io}}{RC} T_1 - \frac{V_{io}}{RC} T_1'' - \frac{(V_r - V_{io})}{RC} T_2 + \frac{(V_r - V_{io})}{RC} T_2'' + V_{io} - V_{io} = 0$$

$$-\frac{V_i}{RC} T_1 - \frac{(V_r - V_{io})}{RC} T_2 + \frac{(V_r - V_{io})}{RC} T_2'' = 0$$

$$-\frac{V_i}{RC} T_1 - \frac{V_r}{RC} T_2 + \frac{V_r}{RC} T_2'' = 0$$

$$-\frac{V_i}{RC} T_1 - \frac{V_r}{RC} (T_2 - T_2'') = 0$$

$$-V_r (T_2 - T_2'') = V_i T_1$$

$$T_2 - T_2'' = \frac{V_i}{|V_r|} T_1$$

Conclui-se, então, que  $T_2 - T_2''$  é proporcional a  $V_i$ , independente de  $RC$  e de  $V_{io}$ , para  $|V_r| \gg |V_{io}|$ .

Para um contador de  $N$  "bits",  $T_1$  é dado por:

$$T_1 = 2^N T_c$$

Onde:  $N$  é o número de "bits" do contador;  $2^N$  é o número de pulsos de relógio e  $T_C$  é o período do sinal de relógio.

Como  $T_2$  é o intervalo de contagem (referente a tensão  $V_i$ ), tem-se que para uma contagem  $X$ ,  $T_2$  é dado por:

$$T_2 = X T_C$$

Onde:  $X$  é o número de pulsos acumulados no contador no intervalo  $T_2$ , correspondente ao código binário ( $b_1, b_2, \dots, b_n$ ) na saída do conversor e  $T_C$  é o período do sinal de relógio.

Como  $T_2''$  é o intervalo de contagem (referente a tensão nula), tem-se que para uma contagem  $Y$ ,  $T_2''$  é dado por:

$$T_2'' = Y T_C$$

Onde:  $Y$  é o número de pulsos acumulados no contador no intervalo  $T_2$ , correspondente ao código binário ( $b_1, b_2, \dots, b_n$ ) na saída do conversor;  $T_C$  é o período do sinal de relógio.

Portanto,

$$T_2 - T_2'' = \frac{V_i}{V_r} T_1$$

$$V_i = \frac{T_2 - T_2''}{T_1} V_r$$

$$V_i = \frac{XT_c - YT_c}{2^N T_c} V_r$$

$$V_i = \frac{T_c(X - Y)}{2^N T_c} V_r$$

$$V_i = \frac{V_r}{2^N} (X - Y)$$

Para  $V_r = 2^N$ , tem-se:

$$V_i = X - Y$$

Na figura B.4, apresenta-se uma configuração, passível de implementação, que se presta a minimizar o efeito da tensão de "off-set", no processo de conversão A/D, que utiliza a técnica de rampa dupla.

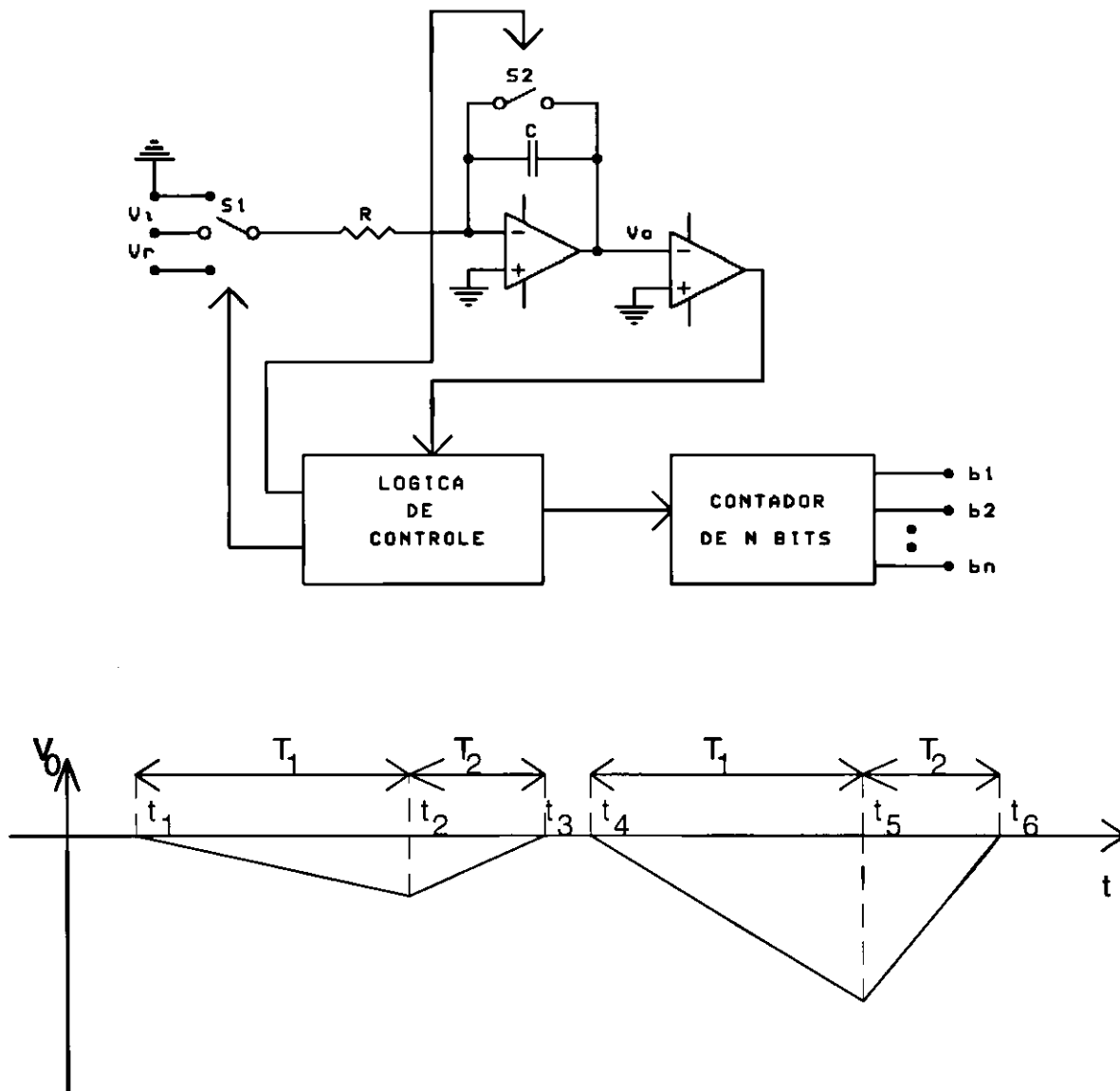


Figura B.4 - Conversão A/D (rampa dupla). Entre  $t_1$  e  $t_2$ ,  $S_1$  está em GND; entre  $t_4$  e  $t_5$ ,  $S_1$  está em  $V_i$ , entre  $t_2$  e  $t_3$ ,  $S_1$  está em  $V_r$  e entre  $t_5$  e  $t_6$ ,  $S_1$  está em  $V_r$

A partir desta fundamentação da conversão A/D, através da técnica de rampa dupla, apresenta-se uma configuração para o Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica, que utiliza a referida técnica. Esta estrutura está apresentada na Figura B.5.



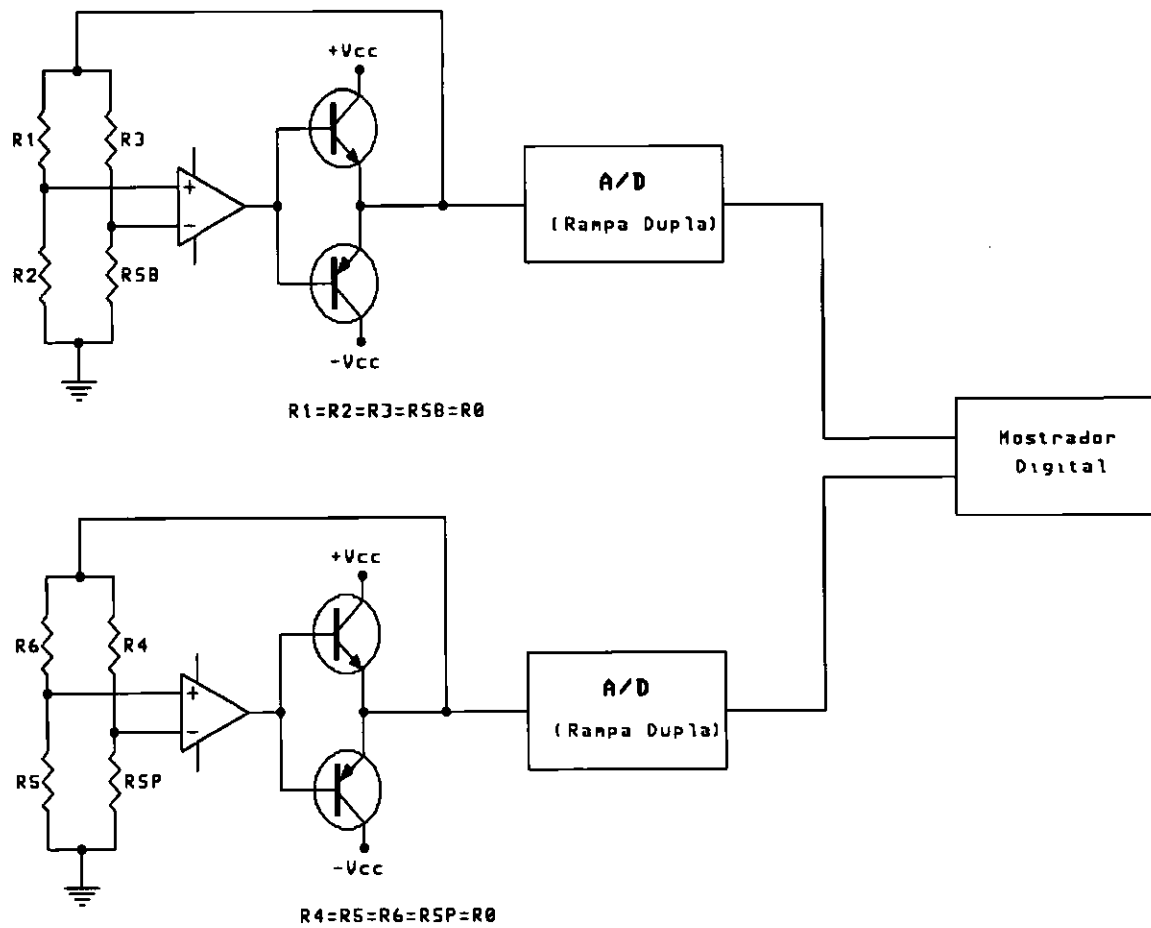


Figura B.5 - Radiômetro solar de equivalência elétrica, utilizando a técnica de conversão A/D rampa dupla

## **CONVERSORES A/D DE RAMPA DUPLA COM MICROCONTROLADOR**

Um radiômetro solar de equivalência elétrica pode ser implementado com uma estrutura em ponte e conversores A/D. O microcontrolador MC68HC11 tem um temporizador que pode ser utilizado para a implementação de um conversor A/D de rampa dupla de 16 bits [10] como mostrado na Figura B.5 (página 94).

Na Figura C.1 tem-se o diagrama elétrico correspondente a configuração do Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica mostrado na Figura B.4 (página 93). A chave S4 é usada para descarregar o capacitor do integrador e as chaves S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> e S<sub>3</sub> são utilizadas para se escolher o sinal de entrada como sendo  $-V_{ref}$ ,  $V_i$  ou terra, para um dos conversores. O outro usa, respectivamente, as chaves S<sub>5</sub>, S<sub>6</sub>, S<sub>7</sub> e S<sub>8</sub>. O comando dessas chaves é gerado pelo temporizador, assim como a contagem de tempo para os intervalos de integração. A seguir, tem-se o detalhamento destes procedimentos.

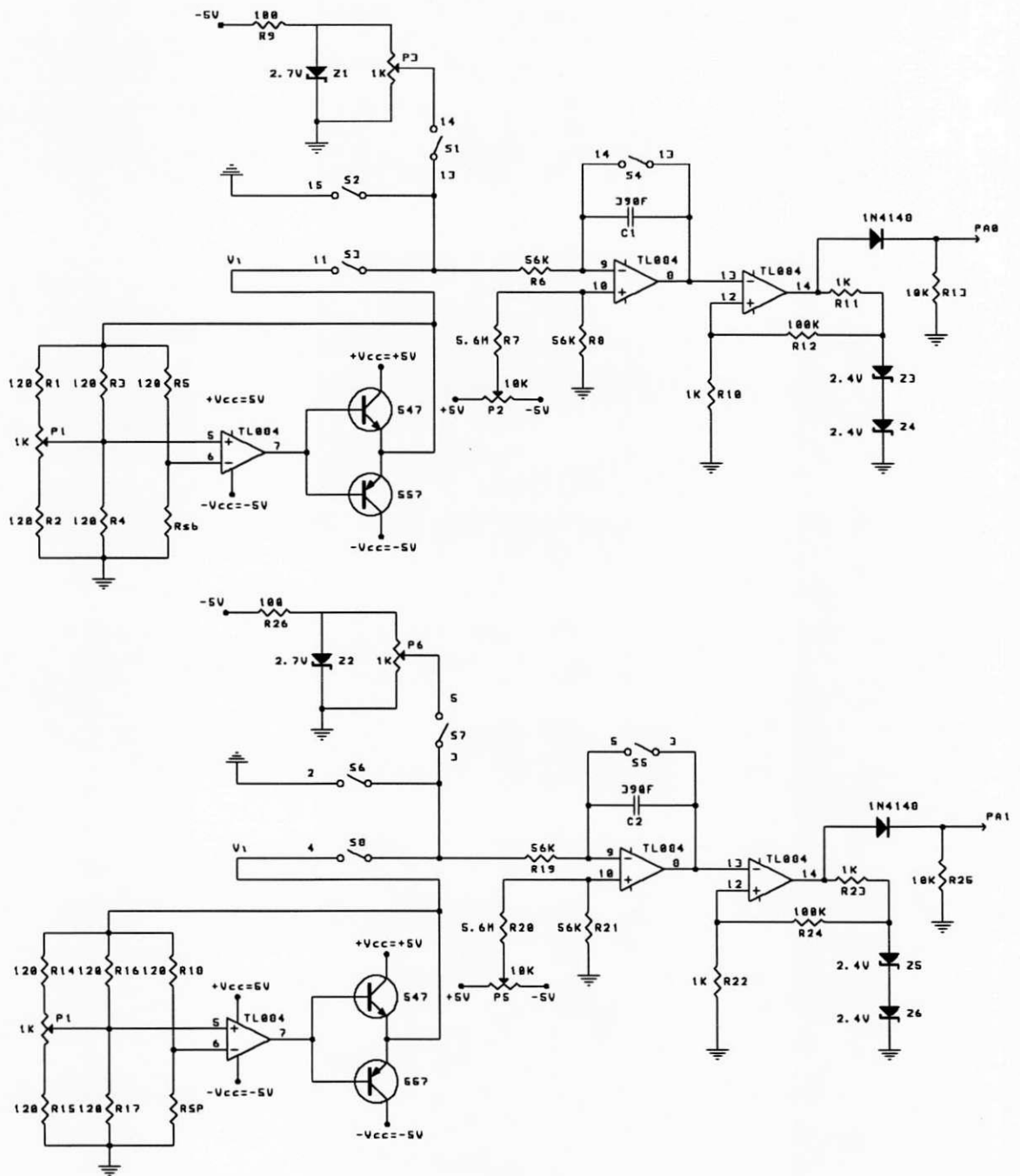


Figura C.1 - Diagrama elétrico de um radiômetro solar de equivalência elétrica, com conversor A/D de rampa dupla

Para implementar-se a lógica de controle e o contador, mostrados na Figura B.5, utiliza-se os recursos disponíveis no microcontrolador MC68HC11. O chaveamento é feito através de um multiplexador/demultiplexador de 8 canais CD4052.

Tem-se que estabelecer, através dos recursos disponíveis no MC68HC11, os tempos que estão referidos no diagrama de tempo da Figura B.5. Através da programação do temporizador, os instantes  $t_1$  e  $t_4$  são definidos por valor armazenado em TOC2, ou seja, quando o contador de 16 bits do MC68HC11 tiver um valor igual ao que está em TOC2, tem-se o início do intervalo  $T_1$  referente a tensão de “off-set” ou da tensão a ser convertida.

Com o objetivo de minimizar a interferência de 60 Hz, escolhe-se para  $t_1$  e  $t_4$  o valor \$7DCA, que é determinado a partir da frequência do relógio do microcontrolador que é de 2 Mhz, com período  $T$  de 0,5  $\mu$ s. Como o sinal que se deseja eliminar é a interferência de 60 Hz da rede elétrica, com período  $T_s = 16,67$  ms, tem-se que a razão entre esses dois períodos é  $T_s/T=33\ 333$  (\$8235 em hexadecimal), que é o número de ciclos de relógio que ocorrem durante 1 período do sinal da rede. Como durante a integração do sinal, o temporizador deve contar de um número colocado em TOC2 até \$FFFF, esse número deve ser então  $\$FFFF - \$8235 = \$7DCA$ .

Através da programação do temporizador, os instantes  $t_2$  e  $t_5$  são definidos por valor armazenado em TOC1, ou seja, quando o contador de 16 bits do MC68HC11 tiver um valor igual ao que está em TOC1, tem-se início ao intervalo  $T_2$  referente a tensão de referência da conversão da tensão nula ou referente a tensão de referência que diz respeito a tensão a ser convertida. Escolhe-se o valor \$FFFF para ser armazenado em TOC1, e associa-se este valor a 5V, através de um procedimento que será mostrado a seguir.

Independentemente do valor da tensão a ser convertida, o intervalo de tempo  $T_1$ , mostrado no diagrama de tempo da Figura B.5, é dado por:

$$T_1 = 2^N T_c \quad (C.1)$$

Onde:  $N$  é o número de bits do contador;  $T_c$  é o período do sinal de relógio e  $2^N$  é o número de pulsos do relógio durante 16,67 ms.

A expressão da tensão de saída do integrador, mostrado na Figura B.5, para o período  $T_1$ , é dada por:

$$V_o(t) = -\frac{V_i}{RC} t \quad (C.2)$$

Escolhendo-se -4V como a tensão máxima de saída, para uma tensão de entrada de 5V, determina-se a constante RC, para  $t = T_1 = 16,6665$  ms, através da expressão (C.2).

Daí, tem-se:

$$\begin{aligned} V_o(t) &= -\frac{V_i}{RC} t \\ RC &= -\frac{V_i}{V_o} t \\ RC &= \frac{-5}{-4} \times 16,6665 \times 10^{-3} \\ RC &= 20,83 \text{ms} \end{aligned}$$

Escolhe-se, então,  $R = 56 \text{ K}\Omega$  e  $C = 390 \text{ nF}$ , que são os valores comerciais que mais se aproximam da constante RC desejada.

O período de tempo  $T_2$ , mostrado na Figura B.5, é dado por:

$$T_2 = 2^N T_c \quad (\text{C.3})$$

Onde:  $N$  é o número de bits do contador;  $T_c$  é o período do sinal de relógio e  $2^N$  é o número de pulsos do relógio durante 16,67 ms.

$T_2$  pode ser um intervalo de tempo, equivalente a todo o período de contagem do contador livre do MC68HC11. Neste caso, tem-se:

$$T_2 = 2^N T_c = 2^{16} \times 0,5 \times 10^{-6} = 32,768 \text{ ms}$$

A expressão da tensão de saída do integrador  $V_o(t)$ , mostrado na Figura B.5, para o período  $T_2$ , é dada por:

$$V_o(t) = \frac{V_i}{RC} t \quad (\text{C.4})$$

A tensão de saída do integrador  $V_o(t)$  é -4V para uma tensão de entrada de 5V. Isto é assegurado, escolhendo-se valores de R e C que satisfaçam a equação (C1) para estas

condições. Pode-se associar 5V a \$FFFF, no processo de conversão A/D, determinando-se o valor de  $V_r$ , através da expressão (C2), para  $V_o(t) = -4V$ , que está relacionada a uma tensão de entrada  $V_i(t)$  de 5V, e  $t = 32,768$  ms, que garante a associação de 5V a \$FFFF. A determinação de  $V_r$ , através da expressão (C.2), a partir destas condições, é feita a seguir:

$$V_o(t) = \frac{V_r}{RC} t$$

$$V_r = \frac{V_o(t)RC}{t}$$

$$V_r = -\frac{4 \times 56 \times 10^3 \times 390 \times 10^{-9}}{32.768 \times 10^{-3}}$$

$$V_r = -2.666V$$

Quando a tensão de saída do integrador  $V_o(t)$  atinge o valor zero, nos instantes  $t_3$  e  $t_6$  do diagrama de tempo referente a Figura B.5, a saída do comparador, que está conectada a uma entrada de captura (PA0, PA1 ou PA2) do microcontrolador MC68HC11 tem uma transição negativa. Esta transição provoca uma mudança de um "flag" (IC3, IC2 ou IC1) de zero para 1, e a conseqüente transferência do conteúdo do contador livre de 16 bits para o registro (TIC3, TIC2 ou TIC1) que está associado a entrada de captura utilizada. Coloca-se o conteúdo do registrador em uma posição dada de memória, no final da conversão A/D de 0V, e em outra posição de memória, no final do processo de conversão A/D da tensão de interesse. Desta forma, pode-se subtrair o conteúdo destas duas posições de memória, obtendo-se o resultado final da conversão. No caso do Radiômetro Solar de Equivalência Elétrica mostrado na Figura B.4, este procedimento é efetuado tanto para a estrutura que contém o sensor branco, como para estrutura com o sensor preto.

A seguir, tem-se o programa que faz a conversão A/D, utilizando a técnica de rampa dupla, dos sinais de saída das pontes de Wheatstone referentes a Figura C1.

\*PROGRAMA RD3.ASC - Este programa faz a conversão A/D, utilizando a técnica de rampa dupla, dos sinais das pontes de Wheatstone, que contém os sensores preto e branco e coloca os resultados nas posições \$04 e \$05 (sensor branco), \$06 e \$07 (sensor preto)

```

OUTLHLF EQU $E4C3
OUTRHLF EQU $E4C7
OUTCRLF EQU $E4ED
TCTL2 EQU $1021
TOC2 EQU $1018
TOC1 EQU $1016
PORTA EQU $1000
TFLG1 EQU $1023
TIC3 EQU $1014
TIC2 EQU $1012

```

```

ORG $C000
LDAA #$0A
STAA TCTL2
LDD #$7DCA
STD TOC2
LDD #$FFFF
STD TOC1
LDAA #$64
STAA $08
LOOP0 LDAA #$40
STAA PORTA *ATIVAR S4 E S5*
STAA TFLG1 *ZERAR OC2F*

```



```

LOOP1      BITA TFLG1  *INICIO DE t1 QUANDO TOC2 PASSA POR 7DCA*
           BEQ LOOP1
           LDAA #$20
           STAA PORTA  *ATIVAR S3 E S6*
           LDAA #$80
           STAA TFLG1  *ZERAR OC1F*
LOOP2      TST TFLG1  *INICIO DE t2 QUANDO TOC1 PASSA POR FFFF*
           BPL LOOP2
           LDAA #$08
           STAA PORTA  *ATIVAR S1 E S7*
           LDAA #$03
           STAA TFLG1  *ZERAR IC3F E IC2F*
           LDAA #$01
LOOP3      BITA TFLG1  *DETETA A TRANSICAO DE 1 PARA 0 EM PA0*
           BEQ LOOP3
           LDAA #$02
LOOP4      BITA TFLG1  *DETETA A TRANSICAO DE 1 PARA 0 EM PA1*
           BEQ LOOP4
           LDAA #$40
           STAA PORTA  *ATIVAR S4 E S5*
           LDD TIC3
           STD $00     *CARREGA $00 E $01 COM O CONTEUDO DE TIC3*
           LDD TIC2
           STD $02     *CARREGA $02 E $03 COM O CONTEUDO DE TIC2*
           LDAA #$40
           STAA TFLG1  *ZERA OC2F*
LOOP5      BITA TFLG1  *INICIO DE T4 QUANDO TOC2 PASSA POR 7DCA*
           BEQ LOOP5
           LDAA #$28
           STAA PORTA  *ATIVAR S2 E S8*
           LDAA #$80
    
```

```

                STAA TFLG1          *ZERAR OC1F*
LOOP6          TST TFLG1          *INICIO DE t5 QUANDO TOC1 PASSA POR FFFF*
                BPL LOOP6
                LDAA #$08
                STAA PORTA        *ATIVAR S1 E S7*
                LDAA #$03
                STAA TFLG1
                LDAA #$01
LOOP7          BITA TFLG1        *DETETA A TRANSICAO DE 1 PARA 0 EM PA1*
                BEQ LOOP7
                LDAA #$02
LOOP8          BITA TFLG1        *DETETA A TRANSICAO DE 1 PARA 0 EM PA1*
                BEQ LOOP8
                LDD TIC3
                SUBD $00
                STD $04
                LDD TIC2
                SUBD $02
                STD $06
                LDAA #$40
                STAA PORTA
                DEC $08
                TST $08
                BGT JPLOOP0
                LDAA $04
                JSR OUTLHLF
                LDAA $04
                JSR OUTRHLF
                LDAA $05
                JSR OUTLHLF
                LDAA $05
    
```

```
JSR OUTHLF
JSR OUTCRLF
LDAA $06
JSR OUTLHLF
LDAA $06
JSR OUTHLF
LDAA $07
JSR OUTLHLF
LDAA $07
JSR OUTHLF
JSR OUTCRLF
LDAA #$64
STAA $08
JMP LOOP0
SWI
JPLOOP0    JMP LOOP0
```

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Luiz, A.M. (1985); **“Como Aproveitar a Energia solar”**, Edgard Blücher, São Paulo, SP.
2. Hubbert, M.K. ; **“The Energy Resources of the Earth”**, Scientific American, v. 224, p. 60, 1971.
3. FARIA, A.J.; **“Desenvolvimento de um Radiômetro Diferencial para Medida de Radiação Solar Global”**, Dissertação de Mestrado, USP, Piracicaba - SP, Brasil, 1985.
4. Basso, D.; **“Desenvolvimento, Construção e Calibração de Radiômetros para a Medida da Radiação Solar”**, Dissertação de Mestrado, UFRGS, Porto Alegre - RS, Brasil, 1980.
5. Palz; W. (1981); **“Energia Solar e Fontes Alternativas”**, Editora Hermus, São Paulo, SP.
6. Rocha Neto, J.S.; **“Análise e Projeto de um Instrumento para Medição de Radiação”**, Relatório de Exame de Qualificação de Doutorado, UFPB, abril de 1993.
7. Doebelin, E. O. (1976); **“Measurement Systems Applications and Design”**, Editora McGraw-Hill, New York, NY.
8. Lobo, P.C.; **“An Electrically Compensated Radiometer”**, Solar Energy, v. 36 N° 03, pp 207-216, 1986.

9. Rocha Neto; J.S. et alli "**Characterization of Dynamic Response of Thermo-Resistive Sensors**", IMTC'92 - IEEE Inst. and Meas. Tech. Conf. 1992 - New York - U.S.A. - pp 121-125.
10. R.C.S. Freire, A. Oliveira, S. Daher, E.L. Mendes e G.S. Deep; "**Conversores A/D Rampa Dupla com Microcontrolador**", trabalho em desenvolvimento no L.I.E. (Laboratório de Instrumentação Eletrônica) e em preparação para apresentação em congresso.
11. Peatman, J.B. (1988); "**Design With Microcontrollers**", Editora McGraw-Hill, New York, NY.
12. MC68HC11A8 - HCMOS Single-Chip Microcontroller - Advanced Information - MOTOROLA INC; - 1988.
13. Krutz, R.L. (1988); "**Interfacing Techniques in Digital Design with Emphasis on Microprocessors**", John Wiley & Sons.