

Universidade Federal da Paraíba  
Centro de Ciências e Tecnologia  
Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica

**Desenvolvimento de um Protótipo de Sistema de  
Hipertermia por Microondas**

*Joabson Nogueira de Carvalho*

Campina Grande, Paraíba

1996

Joabson Nogueira de Carvalho

Desenvolvimento de um Protótipo de Sistema de  
Hipertermia por Microondas

Dissertação submetida e aprovada pelo corpo docente da Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Marcos Antônio Barbosa de Melo  
Orientador

Francisco de Assis Ferreira Tejo  
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

© Joabson Nogueira de Carvalho, maio de 1996



C331d Carvalho, Joabson Nogueira de  
Desenvolvimento de um prototipo de sistema de  
hipertermia por microondas / Joabson Nogueira de Carvalho.  
- Campina Grande, 1996.  
111 f.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) -  
Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e  
Tecnologia.

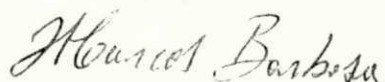
1. Hipertermia por Microondas - 2. Microondas 3.  
Dissertacao I. Melo, Marcos Antonio Barbosa de, Dr II.  
Tejo, Francisco de Assis Ferreira, M.Sc. III. Universidade  
Federal da Paraiba - Campina Grande (PB)

CDU 537-962(043)

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE SISTEMA DE  
HIPERTERMIA POR MICROONDAS**

**JOABSON NOGUEIRA DE CARVALHO**

Dissertação Aprovada em 27.05.1996



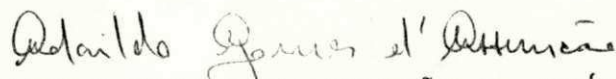
**MARCOS ANTONIO BARBOSA DE MELO, Dr., UFPB**  
Orientador



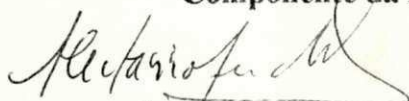
**FRANCISCO DE ASSIS FERREIRA TEJO, M.Sc., UFPB**  
Orientador



**CRESO SANTOS DA ROCHA, Ph.D., UFPB**  
Componente da Banca



**ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, Dr., UFRN**  
Componente da Banca



**ANTONIO OCTÁVIO MARTINS DE ANDRADE, Dr., IME-SP**  
Componente da Banca

**CAMPINA GRANDE - PB**  
Maio - 1996



# Agradecimentos

A conclusão desse trabalho só foi possível graças à contribuição e participação de algumas pessoas e instituições, as quais devo meus sinceros agradecimentos. Dentre elas:

- À Rosiana, minha esposa, Andrei e Larissa, meus filhos, pela paciência e apoio demonstrados durante todo o período de realização deste trabalho.
- Aos meus pais, Joel e Severina, e irmãos, Joelson e Januse, pela dedicação e confiança.
- A todos meus colegas de trabalho do Departamento de Engenharia Elétrica
- Aos colegas José Wallington Leal e José Maria pelo auxílio na parte final do trabalho.
- Ao Prof. Rômulo Valle, da AMEA, pelo auxílio e orientações.
- A todos os colegas professores da CETRON - ETEPB, em especial os Profs. Alfredo Gomes e Henrique Batista.
- Aos Orientadores deste trabalho, os Profs. Marcos Antônio Barbosa de Melo e Francisco de Assis Ferreira Tejo.
- Aos colegas Ronaldo Araújo, Paulo Márcio Passos, Paulo Almeida e Fernando Rangel.
- À Coordenação de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, por todo o apoio financeiro
- À Escola Técnica Federal da Paraíba e à Universidade Federal da Paraíba

A todos, Obrigado.

# Resumo

Este trabalho apresenta a teoria de desenvolvimento de um sistema de indução de hipertermia por microondas. São discutidos os fundamentos da interação de um campo eletromagnético com tecidos biológicos, destacando-se o processo de aquecimento devido aos diversos mecanismos de relaxação do tecido como função da frequência. Os aspectos relacionados com os padrões de segurança adotados são também comentados, no que tange aos níveis máximos de exposição à energia eletromagnética.

Apresenta-se também uma revisão sobre a teoria de funcionamento da válvula magnetron, onde são discutidos os princípios de oscilação e formas do acoplamento da energia eletromagnética. Características de desempenho e formas de variação da potência de saída também são consideradas.

Discorre-se sobre as principais características de um processo de hipertermia clínica, principalmente os sistemas de termometria e de indução de calor. Alguns tipos de aplicadores também são apresentados. Esses conceitos são então utilizados na construção de um protótipo de sistema de hipertermia operando em 2450 MHz.

Os procedimentos adotados no desenvolvimento do protótipo, que incluem a construção e medida de geradores, sistema de controle e aplicadores são mostrados. Os resultados dos testes realizados em ambiente simulado mostraram concordância com os resultados dos diversos projetos. Na conclusão, discutem-se os principais aspectos relacionados à utilização e ao funcionamento do sistema.

# Abstract

The present work is directed toward the development of a microwave driven hyperthermia induction system.

The fundamentals of the interaction of an electromagnetic field with a biological tissue are shown, including the heating process related to the relaxation mechanisms.

Some aspects of radiofrequency exposure standards are also discussed, mainly those related to the maximum exposure levels to electromagnetic fields.

A review about the theory of operation of the magnetron valve is presented, including the principles of oscillation, the electromagnetic energy coupling systems, performance charts and means of varying the output power.

The main features of a clinical hyperthermia system are reviewed, mainly the thermometry and heat induction subsystems. Some types of heat induction devices are presented, and the underlying principles are then employed in the development of a 2450 MHz prototype.

Finally, the procedures adopted in developing the prototype are indicated, as well as some preliminary results of a test conducted in a simulated environment. The main aspects related to the use of the system, and some observations concerning its operation, can be found at the conclusion.

# Sumário

- Agradecimentos	iv
- Resumo	v
- Abstract	vi
- Lista de figuras	xi
- Lista de tabelas	xiv
- Lista de símbolos	xv
1 Introdução	01
2 Interação de Ondas Eletromagnéticas com Tecidos Biológicos	04
2.1 Equações de ondas	04
2.1.1 Ondas planas num meio com perdas	06
2.2 Propriedades dielétricas dos tecidos	07
2.3 Mecanismos de conversão da energia eletromagnética em calor	09
2.3.1 Condução iônica	10
2.3.2 Rotação dipolar	10

2.4	Considerações sobre potência	15
2.4.1	Potência dissipada	15
2.4.2	Potência refletida	18
2.4.3	Penetração da onda eletromagnética no tecido biológico	20
2.5	Efeitos da elevação da temperatura do tecido biológico	21
2.6	Padrões de segurança	23
2.7	Conclusão	25
3	Gerador de Potência de Microondas	27
3.1	Oscilador magnetron	28
3.1.1	Modos de oscilação	32
3.1.2	Movimento dos elétrons na interseção de um campo contínuo com um campo alternado de alta frequência	34
3.1.3	Condições de auto-excitação do magnetron	36
3.1.4	Características de operação do magnetron	38
3.1.5	Acoplamento de saída	41
3.2	Fontes de potência para alimentação do magnetron	43
3.3	Conclusão	49
4	Sistemas de Hipertermia Clínica	50
4.1	Sistema de indução de calor	51
4.1.1	Gerador de potência de microondas	52
4.1.2	Aplicadores	53
4.1.2.1	Aplicadores de campo próximo	53
4.1.2.1.1	Aplicador capacitivo	54
4.1.2.1.2	Aplicador indutivo	55
4.1.2.2	Aplicadores de campo irradiante	56
4.1.2.2.1	Aberturas não-focalizadas	57
4.1.2.2.2	Aberturas focalizadas	58



4.2 Sistema de termometria	60
4.2.1 Termopar	61
4.2.1.1 Junção de referência	62
4.2.1.2 Tipos de material	63
4.2.1.3 Seleção de termopar	63
4.3 Conclusão	65
5 Desenvolvimento do Protótipo do Sistema de Hipertermia por microondas	66
5.1 Concepção do gerador de microondas	68
5.2 Sistema de controle	71
5.2.1 Circuito para medição de temperatura	71
5.2.2 Multiplexação dos canais de entrada	75
5.2.3 Circuito de controle da potência	76
5.2.4 Sistema de aquisição de dados	77
5.2.4.1 Arquitetura básica	78
5.2.4.2 Placa para aquisição de dados	80
5.2.4.1 Programa para aquisição de dados	81
5.2.4.2 Programa de controle	83
6 Conclusão	90
Apêndice A - Espectro eletromagnético de frequências	94
Apêndice B - Limites dos padrões de segurança	95
Apêndice C - Mapa de memória do MC 68HC11 operando em modo expandido	96

Apêndice D - Mapa de memória da placa	97
Apêndice E - Listagem do programa de aquisição de dados	98
Referências	105



# Lista de Figuras

2.1 - Processo de rotação do dipolo sob a influência de um campo elétrico alternado	11
2.2 - Propriedades dielétricas de um músculo na faixa de frequências de microondas	13
2.3 - Dependência da constante dielétrica de um músculo com a frequência	14
2.4 - Comportamento da temperatura dos tecidos na presença da energia EM	17
2.5 - Reflexão e transmissão da energia EM na fronteira de duas regiões	19
2.6 - Penetração do campo no músculo em 434 MHz e 2450 MHz	21
2.7 - Tamanho de um tumor versus tempo de tratamento para diversas modalidades	23
2.8 - SAR médio de corpo inteiro (calculado) versus frequência para três diferentes polarizações do campo	26
3.1 - Vista do oscilador magnetron	28
3.2 - Trajetória dos elétrons num magnetron plano	30
3.3 - Características do magnetron: (a) Indução crítica e (b) Parábola de Hull	31
3.4 - Trajetória dos elétrons num magnetron cilíndrico	32
3.5 - Distribuição do campo de alta-frequência	35
3.6 - Trajetória dos elétrons na presença do campo alternado de alta-frequência	36
3.7 - Condições de auto-excitação do magnetron	37
3.8 - Condições de auto-excitação do magnetron para tensão de anodo constante	38
3.9 - Carta de <i>performance</i> de um magnetron típico	39
3.10 - Circuito equivalente do magnetron	40

3.11 - Diagrama de Rieke para um magnetron típico	41
3.12 - Acoplamento magnetron - guia-de-onda - cabo coaxial	43
3.13 - Fonte genérica	43
3.14 - Tipos de retificadores: (a) meia onda e (b) onda completa	44
3.15 - Tipos de filtros: (a) filtro capacitivo, (b) forma de onda para um retificador de meia onda e (c) forma de onda para um retificador de onda completa	45
3.16 - Dobradores de tensão: (a) meia onda e (b) onda completa	46
3.17 - Esquema da fonte do magnetron	47
3.18 - Fonte de potência com variação a partir do campo magnético	48
4.1 - Aplicador capacitivo	54
4.2 - Aplicador indutivo tipo magnetrodo	55
4.3 - Aplicador tipo guia-de-onda não focalizado	57
4.4 - Aplicadores focalizados: (a) antena corneta e (b) antena helicoidal com refletor	58
4.5 - Aplicador intersticial coaxial	59
4.6 - Termopar	61
4.7 - Curva de calibração para o termopar utilizado	62
4.8 - Amplificador do termopar	63
4.9 - Seleção de termopares	64
5.1 - Diagrama de blocos do sistema desenvolvido	67
5.2 - Circuito completo do gerador de microondas	69
5.3 - Corrente de anodo versus potência e frequência para o gerador	71
5.4 - Diagrama de blocos do sistema de controle	72
5.5 - Circuito do amplificador do termopar	73
5.6 - Temperatura versus tensão para o amplificador	73
5.7 - Circuito para medição da temperatura ambiente	74
5.8 - Circuito multiplex	76
5.9 - Circuito de acionamento do controle de potência	77
5.10 - Diagrama de blocos da placa de aquisição de dados	79
5.11 - Fluxograma do programa de aquisição de dados	82
5.12 - Fluxograma do programa de controle	85

5.13 - Eficiência de conversão para o canal 1	86
5.14 - Eficiência de conversão para o canal 2	87
5.15 - Eficiência de conversão para o canal 3	88
5.16 - Eficiência de conversão para o canal 4	89
A.1 - Espectro eletromagnético de frequências	94
B.1 - Limites dos padrões de segurança	95
C.1 - Mapa de memória do MC 68HC11 operando no modo expandido	96
D.1 - Mapa de memória da placa inteligente	97

# Lista de Tabelas

2.1 - Constante dielétrica, condutividade e tangente de perdas para tecidos com altos e baixos teores de água para vários valores de frequência.	09
3.1 - Modos de oscilação para um magnetron de 12 cavidades.	33
4.1 - Profundidade de penetração de um campo eletromagnético no tecido.	52
4.2 - Tipos de termopares.	63

# Lista de Símbolos

$a$  = raio equivalente da molécula

$\mathbf{B}$  = vetor densidade de fluxo magnético

$B_c$  = indução crítica

$C$  = capacitância da cavidade

$c_b$  = calor específico do sangue

$c_t$  = calor específico do material

$d$  = distância entre o anodo e catodo

$D$  = tamanho da placa do anodo ou catodo

$\mathbf{D}$  = vetor densidade de fluxo elétrico

$e$  = carga do elétron

$\mathbf{E}$  = vetor campo elétrico

$E^*$  = vetor campo elétrico complexo

$E_0$  = valor inicial do campo elétrico

$E_r$  = módulo do campo elétrico radial

$E_w$  = módulo do campo elétrico alternado

$f$  = frequência de oscilação do campo

$\mathbf{H}$  = vetor campo magnético

$\mathbf{h}$  = vetor posição do campo das cargas da molécula

$H^*$  = vetor campo magnético complexo

$I_a$  = corrente de anodo

$J_c$  = vetor densidade de corrente de condução  
 $K$  = constante de Boltzmann  
 $K_2$  = constante igual à 0,698  
 $K_c$  = condutividade térmica do tecido  
 $L$  = indutância da cavidade  
 $m = 1$  - momento de dipolo  
    2 - massa do elétron  
    3 - taxa do fluxo sanguíneo em ml/100 g . min  
 $N = 1$  - densidade de moléculas por volume  
    2 - numero de cavidades do magnetron  
 $n = 1$  - densidade do material  
    2 - número do modo de oscilação  
 $P$  = momento de dipolo total  
 $p$  = número da harmônica espacial  
 $P_0$  = valor inicial da potência  
 $P_{ci}$  = potência transferida por unidade de volume  
 $P_i$  = potência incidente  
 $P_r$  = potência refletida  
 $P_t$  = potência transmitida  
 $q$  = carga elétrica do ion  
 $R$  = parte real da impedância ( componente resistiva )  
 $R$  = raio do círculo da curva ciclóide  
 $r$  = vetor posição  
 $r_a$  = raio do anodo  
 $r_k$  = raio do catodo  
 $SAR$  = taxa de absorção específica  
 $t'$  = retardo do vetor  $P$  com relação à  $D$   
 $T$  = temperatura absoluta  
 $\tan \delta$  = tangente de perdas do material  
 $V_a$  = tensão de anodo

$V_{a\ max}$  = tensão máxima de anodo  
 $v_c$  = velocidade de deslocamento do centro do círculo da curva cicloíde  
 $V_{th}$  = tensão limiar de anodo  
 $W_a$  = densidade de potência absorvida  
 $W_b$  = potência dissipada pelo fluxo sanguíneo  
 $W_c$  = frequência angular de ciclotron  
 $W_c$  = potência dissipada pela condução térmica  
 $W_m$  = taxa de aquecimento metabólico  
 $W_n$  = frequência de oscilação do magnetron  
 $W_o$  = taxa de aquecimento metabólico inicial  
 $X$  = parte imaginária da impedância ( componente reativa )  
 $x$  = posição instantânea do elétron na direção  $x$   
 $x_0$  = posição inicial na direção  $x$   
 $y$  = posição instantânea do elétron na direção  $y$   
 $y_0$  = posição inicial na direção  $y$   
 $z$  = posição instantânea do elétron na direção  $z$   
 $Z_L$  = impedância de carga  
 $\epsilon'$  = constante dielétrica do material  
 $\mu'$  = permeabilidade magnética do material  
 $\epsilon'_r$  = constante dielétrica relativa do material  
 $\epsilon'_r$  = permissividade elétrica relativa complexa do material  
 $\epsilon''$  = fator de perdas do material  
 $\Gamma$  = coeficiente de reflexão  
 $\lambda$  = comprimento de onda  
 $\sigma$  = condutividade do material  
 $\tau$  = tempo de relaxação  
 $\alpha$  = constante de atenuação da onda  
 $\beta$  = constante de fase da onda  
 $\gamma$  = constante de propagação da onda



$\rho$  = densidade de carga elétrica

$\varphi$  = deslocamento de fase

$\phi$  = fase do campo

$\omega$  = frequência angular, dada por  $\omega=2\pi f$

$\mu_e$  = nível de mobilidade dos elétrons

$\delta$  = profundidade de penetração do campo no tecido

$\eta$  = viscosidade

$\epsilon_\infty$  = valor de  $\epsilon$  para altas frequências

$\mu^*$  = permeabilidade magnética complexa do material

$\epsilon^*$  = permissividade elétrica complexa do material

$\lambda_0$  = comprimento de onda no vácuo

$\mu_0$  = permeabilidade magnética do vácuo

$\epsilon_0$  = permissividade elétrica do vácuo

$\rho_b$  = densidade do sangue

$\rho_c$  = densidade do material

$\lambda_g$  = comprimento de onda guiado

$\epsilon_s$  = valor de  $\epsilon$  para baixas frequências

$\Delta T$  = variação da temperatura do material

*Aos meus familiares, com carinho.*

# Capítulo 1

## Introdução

Desde épocas remotas, o homem faz uso do calor para curar doenças. Algumas civilizações antigas, como a romana por exemplo, costumava realizar seções de balneoterapia, hábito cultivado até hoje entre alguns povos como os japoneses e finlandeses. Entre esses, observa-se uma menor incidência de câncer de pele, mama e outros tipos [1].

A elevação da temperatura do tecido até a faixa entre 42 a 44°C é uma técnica terapêutica que tem despertado especial interesse entre os pesquisadores [2]. Esta técnica é conhecida como *hipertermia*.

A hipertermia é usada como um coadjuvante no tratamento de algumas moléstias, como tumores malignos e até AIDS [3]. Pesquisas recentes concluíram que “o número de remissões completas de tumores quando se combinam radioterapia e hipertermia, sugere o uso cada vez maior dessa terapia no futuro”. [4].

Sharma e outros [5], publicaram resultados de estudos sobre o efeito da hipertermia como suplemento da radioterapia no tratamento de um câncer cervical. Os autores concluíram que, “a hipertermia combinada com radiação aparenta ser uma modalidade eficaz no controle da taxa de crescimento de tumores avançados na coluna cervical”.

Vernon [6] apresenta dados de um grande número de experimentos usando hipertermia combinada com radiação em tratamento de câncer de mama primário e avançado. O autor declara que “a hipertermia combinada com radiação no tratamento de tumores avançados, localizados na mama, aumenta a taxa de cura e sobrevida”.

Outros resultados importantes são mostrados por Mendecki e outros [1], onde uma série de experimentos de aplicação de hipertermia em ratos comprovam a eficácia do tratamento.

Vários estudos [7], [8], [9], [10], têm relatado excelentes resultados, que demonstram a segurança e eficácia da hipertermia para o tratamento de uma variedade de sítios e histologias. Praticamente não há limites sobre a histologia, sendo o único limite aparente a capacidade de aquecer o sítio adequadamente.

Alguns métodos foram desenvolvidos para indução de calor, que vão desde a febre induzida artificialmente até o uso de técnicas não invasivas como o ultra-som e a aplicação de campos eletromagnéticos [11], [12], [13].

Atualmente, modernos sistemas controlam geradores em diversas faixas de frequência, aumentando a eficiência da aplicação, desde o seu planejamento inicial. Algoritmos computacionais calculam os campos internos nos órgãos e ajustam a posição e potência das fontes. Durante o tratamento, a distribuição de temperatura é monitorizada por

uma rede de sensores, sendo a potência e fase do campo de RF ajustada em função daquele parâmetro [14].

O custo proibitivo desses sistemas coloca-os fora de alcance da grande maioria dos centros de saúde instalados no Brasil, restringindo o acesso de grande parte da população a essa importante modalidade terapêutica.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de indução de hipertermia, operando na faixa de microondas, dotado de um sistema de medição de temperatura e controle por computador, objetivando servir de aporte para trabalhos futuros.

O capítulo 2 apresenta, de forma sucinta, o desenvolvimento da teoria eletromagnética necessária para o entendimento do processo de aquecimento do tecido orgânico, através da aplicação do campo. Também são descritas as propriedades dielétricas do tecido e apresentadas considerações sobre os padrões de segurança para exposição ao campo eletromagnético.

Considerações sobre geradores de potência de microondas são apresentadas no capítulo 3, particularmente aqueles construídos a partir de osciladores tipo magnetron.

Características gerais sobre sistemas de hipertermia são tratadas no capítulo 4. Nele são apresentados os requisitos mínimos que devem ser atendidos por um sistema de hipertermia por microondas. São também discutidos os problemas relacionados à medição da temperatura nestes processos, bem como sugestões para minimizar os problemas.

Detalhes do projeto e o sistema de controle são apresentados na capítulo 5, onde se explora o desenvolvimento do software e hardware de controle. Finalmente, nas conclusões, faz-se uma análise criteriosa sobre os aspectos envolvidos na construção do protótipo, resultados obtidos e recomendações para continuidade do trabalho.

## **Capítulo 2**

# **Interação das Ondas Eletromagnéticas com Tecidos Biológicos**

O presente capítulo aborda os fundamentos da teoria eletromagnética, necessários para o entendimento do processo de aquecimento do tecido biológico em sistemas de hipertermia induzida por campos eletromagnéticos.

### **2.1 - Equações de ondas**

As leis que governam o comportamento dos campos eletromagnéticos são conhecidas como equações de Maxwell, e são descritas na sua forma pontual pelas seguintes relações [15].

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu' \mathbf{H} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon' \mathbf{E} + \sigma \mathbf{E} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.4)$$

O vetor  $\mathbf{E}$  representa a intensidade de campo elétrico (V/m);  $\mathbf{D}$  representa a densidade de fluxo elétrico (C/m<sup>2</sup>);  $\mathbf{B}$  representa a densidade de fluxo magnético (Wb/m<sup>2</sup>) e  $\mathbf{H}$  a intensidade de campo magnético (A/m).

Há ainda um conjunto de equações, denominadas relações constitutivas, que relacionam os vetores densidade de fluxo com os vetores densidade de campo.

$$\mathbf{B} = \mu^* \mathbf{H} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon^* \mathbf{E} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{J}_c = \sigma \mathbf{E} \quad (2.7)$$

Onde  $\mu^* = \mu' - j\mu''$  representa a permeabilidade magnética do material, enquanto  $\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$  é a permissividade elétrica complexa.

O vetor densidade de corrente de condução ( $\mathbf{J}_c$ ) relaciona-se com o vetor campo elétrico por meio da condutividade elétrica do meio ( $\sigma$ ).

Para um meio não magnético, como é o caso dos tecidos biológicos,  $\mu^* = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  (H/m), que equivale à permeabilidade magnética do vácuo.



### 2.1.1 - Ondas planas num meio com perdas

Uma onda plana é caracterizada por possuir uma superfície equifásica plana. Em qualquer instante de tempo fixo, apresenta os vetores  $\mathbf{E}$  e  $\mathbf{H}$  uniformes sobre as superfícies planas. Das equações (2.1) e (2.2), podemos escrever:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \epsilon' \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon'}\right) \mathbf{E} = 0 \quad (2.8)$$

Pode-se definir a constante de propagação complexa para o meio considerando como [15]:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega \sqrt{\mu \epsilon'} \sqrt{1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon'}} \quad (2.9)$$

sendo  $\alpha$  a constante de atenuação e  $\beta$  a constante de fase

Supondo que o campo elétrico só possui componente na direção  $\mathbf{x}$ , a equação (2.8) pode ser reescrita como:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}_x}{\partial z^2} - \gamma^2 \mathbf{E}_x = 0 \quad (2.10)$$

que é conhecida como *equação de onda*, que tem como solução genérica [12]:

$$\mathbf{E}_x(z) = \mathbf{E}^+ e^{-\gamma z} + \mathbf{E}^- e^{+\gamma z} \quad (2.11)$$

A constante de atenuação ( $\alpha$ ) e a constante de fase ( $\beta$ ) são dadas, respectivamente, por [15]:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_g} \sqrt{\frac{\epsilon_r'}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon_r'^2}} - 1 \right)} \quad \text{Np / m} \quad (2.12)$$

e

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \sqrt{\frac{\epsilon_r'}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon_r'^2}} + 1 \right)} \quad \text{rad / m ;} \quad (2.13)$$

sendo  $\lambda_g$  o comprimento de onda no material, que é dado por:

$$\lambda_g = \lambda_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r'}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon_r'^2}} + 1 \right)} \quad \text{m .} \quad (2.14)$$

A equação (2.11) representa uma onda se propagando na direção  $z$ , com velocidade de fase  $v_p = \omega / \beta$  e com fator de decaimento exponencial dada pela constante de atenuação  $\alpha$ . Observa-se portanto a grande dependência de  $E_x$  com os valores de  $\epsilon$  e  $\sigma$  do meio irradiado.

## 2.2 - Propriedades dielétricas dos tecidos

Devido à natureza não homogênea dos tecidos biológicos ( pele, gordura, músculo, tumores, etc.), existe uma grande dispersão das propriedades térmicas e elétricas, que conduz a uma distribuição complexa de temperatura no tecido irradiado com campos eletromagnéticos [16].

A interação dos campos eletromagnéticos com tecidos biológicos está relacionada com suas propriedades eletromagnéticas (permissividade elétrica, condutividade, permeabilidade magnética, etc).

A permissividade complexa ( $\epsilon^*$ ) descreve o comportamento do material na presença de um campo elétrico alternado, e é expressa como [15]

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' ; \quad (2.15)$$

sendo a parte real, chamada constante dielétrica, representa a capacidade do material de armazenar energia elétrica, enquanto a parte imaginária, conhecida como fator de perdas, descreve a perda de energia do campo elétrico no material ( polarização dielétrica ). A permissividade dos materiais é geralmente expressa em relação ao valor da permissividade do vácuo ( $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F / m}$ ).

$$\epsilon_r^* = \frac{\epsilon^*}{\epsilon_0} = \frac{\epsilon'}{\epsilon_0} - j \frac{\epsilon''}{\epsilon_0} = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (2.16)$$

Outro parâmetro importante usado para caracterizar os materiais é o fator de dissipação, conhecido como tangente de perdas ( $\delta$ ), definida como sendo a razão entre o fator de perdas e a constante dielétrica.

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (2.17)$$

o fator de perdas relativo,  $\epsilon_r''$ , é função da condutividade do material e da frequência do campo, isto é:

$$\varepsilon_r'' = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma}{2\pi f \varepsilon_0} \quad (2.18)$$

A permissividade de materiais dielétricos, em particular de tecidos biológicos, depende ainda de outros fatores, tais como temperatura, composição ( teor de umidade, sais, etc. ), densidade, estado físico, etc. A Tabela 2.1 mostra a variação da constante dielétrica, condutividade e tangente de perdas para tecidos biológicos com maior ou menor teor de água, para diversas frequências [14].

f(MHz)	1	13,56	27,12	100	200	300	433	915	2450
Tecidos contendo alto teor de água (ex. músculo)									
$\varepsilon'$	2000	160	113	72	57	54	53	51	47
$\sigma$ (S/m)	0,4	0,63	0,6	0,89	1,0	1,15	1,18	1,28	2,17
$\tan\delta$	3,6	5,2	3,5	2,2	1,6	1,3	0,9	0,5	0,3
Tecidos contendo baixo teor de água (ex. gordura)									
$\varepsilon'$			20	7,5	6,0	5,7	5,6	5,6	5,5
$\sigma$ (S/m)			11-43	19-76	26-94	31-110	38-118	56-147	96-213
$\tan\delta$			0,4-1,4	0,5-1,8	0,4-1,4	0,3-1,2	0,3-0,9	0,2-0,5	0,1-0,3

Tabela 2.1 - Constante dielétrica, condutividade e tangente de perdas para tecidos com altos e baixos teores de água para vários valores de frequência.

## 2.3 - Mecanismos de conversão da energia eletromagnética em calor.

No processo de aquecimento por campos eletromagnéticos, a energia transportada pelos campos se transforma em energia mecânica, que atua sobre as cargas livres e moléculas

do tecido, produzindo energia térmica. Os principais mecanismos de conversão de energia eletromagnética em calor são a condução iônica e a rotação dipolar.

### 2.3.1 - Condução iônica

Na condução iônica há um deslocamento dos íons de um material na presença de um campo elétrico. A energia cinética que os íons adquirem é fornecida pelo campo externo aplicado. A colisão desses íons com outras moléculas do material ( ionizadas ou não ) transfere parte de sua energia cinética para o deslocamento destas últimas. A parcela restante da energia cinética é transformada em calor.

Em altas frequências, o número de colisões é elevado, o que aumenta o calor produzido. A potência transferida por unidade de volume é dada por [17]:

$$P_{ci} = E^2 q n \mu_e \quad W / m^3 \quad (2.19)$$

onde  $q$  representa a carga elétrica do íon,  $n$  a densidade e  $\mu_e$  o nível de mobilidade dos elétrons.

O mecanismo de perdas por condução é muito importante como contribuição para o aquecimento dos tecidos biológicos para frequências até 30 MHz. No entanto, em frequências elevadas, como em 2450 MHz, essa ação pode ser desprezada com relação à da rotação dipolar [17].

### 2.3.2 - Rotação dipolar

O principal mecanismo de conversão de calor da energia eletromagnética em tecidos biológicos é a rotação dipolar. As moléculas de água ( e de várias proteínas ) possuem um momento dipolar, resultante de uma repartição não homogênea de suas cargas elétricas,



assemelhando-se a dipolos elétricos [18]. Esses dipolos, embora originalmente dispostos de forma aleatória, tendem a se alinhar com o campo aplicado. Submetidos a um campo alternado de alta frequência, os dipolos passarão a adquirir uma oscilação, de acordo com a frequência do campo aplicado, como indicado na figura 2.1.

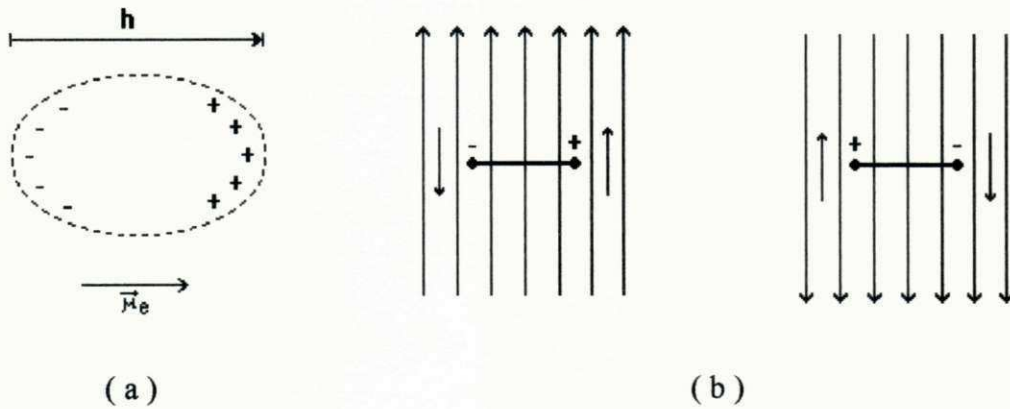


Figura 2.1 - Processo de rotação do dipolo sob a influência de um campo elétrico alternado.

O momento de dipolo correspondente a uma molécula, pode ser calculado por [17]:

$$m = h q \quad \text{Coulomb / m} \quad ; \quad (2.20)$$

sendo que, para N moléculas por unidade de volume, o momento de dipolo total é:

$$P = N m \quad (2.21)$$

Na presença de um campo **D**, essas moléculas tendem a se orientar, de modo que o momento total **P** tende a ficar paralelo a **D**, com polaridades opostas. Num corpo dipolar, como o tecido biológico, o campo total resultante é:

$$\mathbf{E} = \frac{\mathbf{D}}{\epsilon_0} - \frac{\mathbf{P}}{\epsilon_0} \quad (2.22)$$

A relação de proporcionalidade entre  $\mathbf{E}$  e  $\mathbf{D}$  é dada por (2.6), e vale:

$$\mathbf{D} = \epsilon^* \mathbf{E} \quad , \quad \text{com} \quad \epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon''$$

A natureza complexa de  $\epsilon^*$  pode ser traduzida como o retardo de  $\mathbf{P}$  com relação a  $\mathbf{D}$ , ocasionado pelo atrito com as outras moléculas. Este retardo,  $\tau$ , é função da viscosidade do meio e é determinado por:

$$\tau = \frac{4Na^2\eta}{KT} \quad (2.23)$$

onde  $N$ ,  $a$ ,  $\eta$ ,  $K$  e  $T$  representam respectivamente o número de moléculas, o raio equivalente da molécula, a viscosidade, a constante de Boltzmann e a temperatura absoluta.

Logo, para frequências de excitação muito elevadas, as moléculas não acompanham, em fase, o campo aplicado. Em consequência, não produzem um máximo aquecimento, o que sugere a dependência da permissividade complexa e da condutividade com a frequência. As propriedades dielétricas dos tecidos são descritas pelas equações de Debye, expressas por [19]:

$$\epsilon^*(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (2.24)$$

$$\sigma(\omega) = \sigma_s + (\sigma_\infty - \sigma_s) \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \quad (2.25)$$

Sendo que as constantes com índices “s” e “∞” correspondem, respectivamente, aos valores da permissividade complexa e da condutividade tomados para o campo estático



(D.C.) e em frequências muito altas.  $\tau$  representa o tempo de relaxação durante o qual as partículas restabelecem sua orientação aleatória quando não houver mais o campo eletromagnético presente. Os valores de  $\epsilon_s$ ,  $\epsilon_\infty$ ,  $\sigma_s$  e  $\sigma_\infty$  são obtidas de [19]:

$$\epsilon_\infty = \lim_{f \rightarrow \infty} \epsilon' \quad (2.26)$$

$$\epsilon_s = \lim_{f \rightarrow 0} \epsilon' \quad (2.27)$$

$$\sigma_\infty = \lim_{f \rightarrow \infty} \sigma \quad (2.28)$$

$$\sigma_s = \lim_{f \rightarrow 0} \sigma \quad (2.29)$$

As equações de Debye podem ser representadas graficamente no plano complexo ( $\epsilon'$  versus  $\epsilon''$ ), como um semicírculo com lugar geométrico de  $\epsilon' = \epsilon'_s$ ,  $\epsilon'' = 0$ , para baixas frequências e  $\epsilon' = \epsilon'_\infty$ ,  $\epsilon'' = 0$  para altas frequências. Tal representação é conhecida como “*diagrama de Cole-Cole*”. Sendo mostrado na figura 2.2.

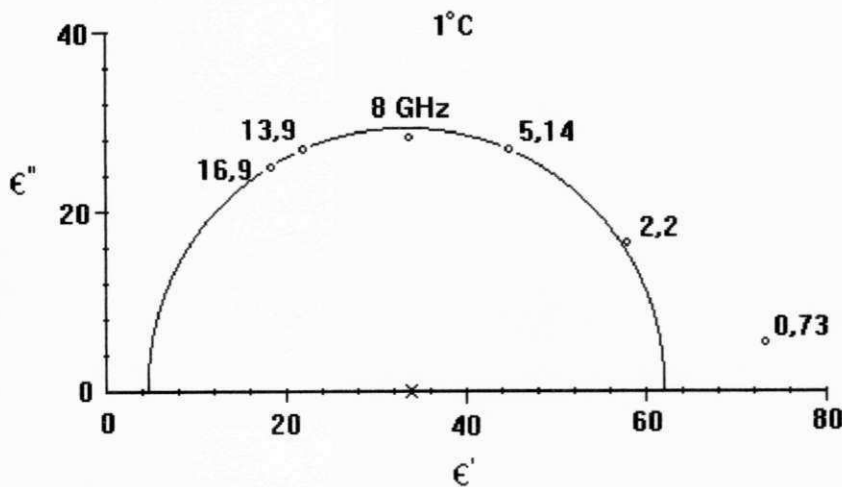


Figura 2.2 - Propriedades dielétricas de um músculo na faixa de frequências de microondas.

A variação da constante dielétrica com a frequência é mostrada na Figura 2.3. Pode-se observar três “janelas” de frequência onde existem picos da constante dielétrica, indicados respectivamente por a, b e c, nas regiões de baixas, médias e altas frequências. Estes picos são causados por mecanismos de relaxação diferentes. [20]

Na região “a”, as perdas estão relacionadas com estruturas intracelulares. Em frequências médias ( região “b” ) as perdas são devidos a carregamentos de membranas celulares pelos eletrólitos, enquanto na região “c” predominam as perdas devido à rotação dipolar causadas pela água e eletrólitos.

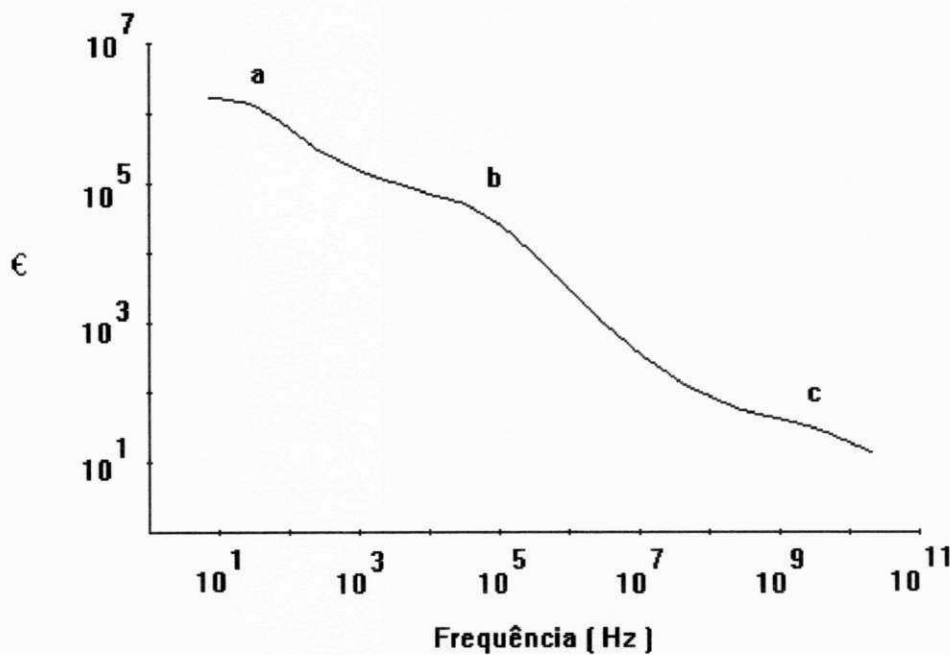


Figura 2.3 - Dependência da constante dielétrica de um músculo com a frequência.

## 2.4 - Considerações sobre potência

Na hipertermia por microondas, o cálculo da potência dissipada no tecido é bastante complexo. Os aplicadores irradiantes, geralmente, não conseguem focar apenas o tecido alvo, que contém o tumor, dissipando certa parcela da potência nas regiões vizinhas. Há ainda a parcela refletida na interface dos tecidos, que varia com as suas características dielétricas.

### 2.4.1 - Potência dissipada

A potência dissipada no tecido pode ser calculada utilizando-se o vetor de Poynting. Das equações de Maxwell, tem-se [23]

$$\mathbf{H}^* \cdot (\nabla \times \mathbf{E}) - \mathbf{E} \cdot (\nabla \times \mathbf{H}^*) = -j\omega\mu_0 \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}_0^* + j\omega\varepsilon' \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* + \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}_{eq}^* ; \quad (2.30)$$

fazendo-se  $\mathbf{H} \cdot (\nabla \times \mathbf{E}) - \mathbf{E} \cdot (\nabla \times \mathbf{H}) = \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H})$  e integrando-se num volume  $V$ , limitado por uma superfície fechada  $S$ , que envolve a região irradiada pelo aplicador, obtém-se

$$\frac{1}{2} \int_V \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dv + \frac{1}{2} \int_V j\omega [\mu_0 \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* - \varepsilon' \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*] dv + \frac{1}{2} \int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}_{eq}^* dv = 0 \quad (2.31)$$

A expressão (2.31) exprime o balanço de potência no volume  $V$ , sendo conhecida como *teorema de Poynting*.

O primeiro termo  $\frac{1}{2} \int_V \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dv$  representa o fluxo de potência média que atravessa a superfície delimitada. Como o meio biológico é muito dissipativo, a potência que atravessa a superfície pode ser negligenciada [17].

O segundo termo  $\frac{1}{2} \int_V j\omega [\mu_0 \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* - \epsilon' \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*] dv$  representa a energia armazenada pelos campos magnéticos e elétricos. Como esses termos são puramente complexos, não contribuem no cálculo da potência dissipada.

O terceiro termo  $\frac{1}{2} \int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}_{eq}^* dv$  representa a potência média dissipada e transformada em calor.

Diferentemente de outros processos industriais convencionais de aquecimento por microondas, o aporte de calor fornecido pela hipertermia é considerada pelo corpo humano como uma agressão. O sistema de termoregulação do corpo é capaz de manter a sua temperatura constante, dentro de certos limites. A hipertermia artificial provoca uma reação instantânea do organismo. Esta reação se traduz em grande parte pela alteração do comportamento do sangue (vasodilatação, aumento do fluxo sanguíneo, etc.). Como consequência, tem-se o equilíbrio térmico num valor de temperatura bem abaixo daquele obtido num meio dissipativo comum. [14]

A equação que relaciona a energia absorvida e o mecanismo de refrigeração do tecido subcutâneo é [24]

$$\frac{d\Delta T}{dt} = \frac{0,239 \cdot 10^{-3}}{c_t} [W_a + W_m - W_c - W_b] \quad (2.32)$$

Em (2.32), o termo  $W_a$  representa a densidade de potência absorvida pelo tecido, correspondendo ao terceiro termo da equação (2.31).

Dentro da faixa usual de temperatura hipertérmica ( 41°C a 45°C ) a taxa de aquecimento metabólico,  $W_m$ , a potência dissipada pela condução térmica,  $W_c$ , e a potência dissipada pelo fluxo sanguíneo,  $W_b$ , podem ser expressas como: [12]

$$W_m = W_0(1,1)^{\Delta T} \quad \text{W/Kg} \quad (2.33)$$

$$W_c = \frac{K_c}{\rho_c} \nabla^2 T \quad \text{W/Kg} \quad (2.34)$$

$$W_b = \frac{K_2 m c_b}{\rho_b} \Delta T' \quad \text{W/Kg} \quad (2.35)$$

Sendo  $W_0$ ,  $\Delta T$ ,  $K_c$ ,  $\rho_c$ ,  $K_2$ ,  $m$ ,  $c_b$  e  $\rho_b$  respectivamente a taxa de aquecimento metabólico inicial, a variação da temperatura absoluta, a condutividade térmica do material, a densidade do material, uma constante igual à 0,698, a taxa de fluxo sanguíneo, o calor específico do sangue e a densidade do sangue.

A taxa de aquecimento em tecidos orgânicos pode ser representada pelo gráfico da figura 2.4. Sem a aplicação da irradiação eletromagnética, a densidade de potência absorvida é:

$$W_a = \frac{d\Delta T}{dt} = 0$$

Para um nível de potência eletromagnética entre 50 e 170 W/Kg, ocorre um aumento linear da temperatura do tecido durante os três primeiros minutos. A partir de então a variação de  $\Delta T$  torna-se significativamente maior. O fluxo sanguíneo e a condução térmica passam, então a exercer um papel importante na dissipação da potência absorvida [12].

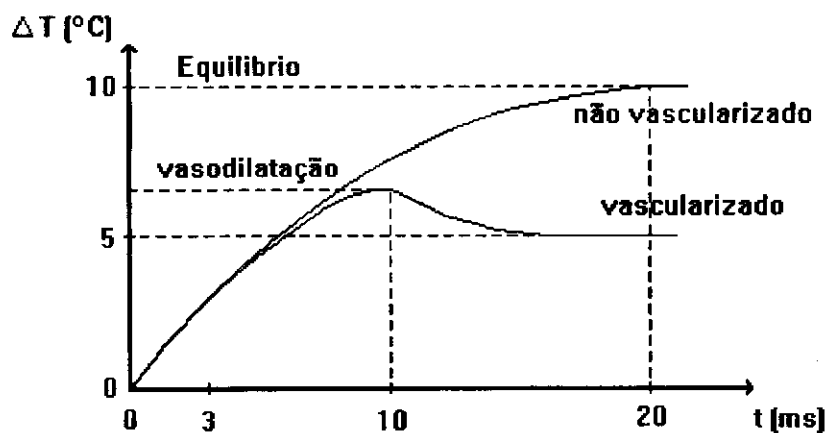


Figura 2.4- Comportamento da temperatura dos tecidos na presença de energia EM.

Um outro dado importante, mostrado no gráfico da Figura 2.4, é que os tecidos não vascularizados, como o tecido tumoral, atingem o equilíbrio térmico numa temperatura consideravelmente maior que a dos tecidos vascularizados (como o tecido do músculo circunjacente ao tumor) [17].

Uma medida utilizada de modo a padronizar a quantidade de energia absorvida pelo tecido é o SAR ( taxa de absorção específica ), definida como [20] , [25]:

$$\text{SAR} = \frac{d\Delta T}{dt} \cdot c_t \approx W_a \quad \text{W/Kg} \quad (2.36)$$

ou ainda,

$$\text{SAR} = \frac{P}{\rho_m} = \frac{\sigma |\mathbf{E}|^2}{\rho_m} = \frac{2\pi f \epsilon_0 \epsilon'' |\mathbf{E}|^2}{\rho_m} \quad \text{W/Kg} \quad (2.37)$$

A taxa de absorção específica pode ser entendida como a capacidade de cada tecido absorver energia eletromagnética. Observa-se da equação (2.36) que esta capacidade está relacionada com os aspectos físicos do tecido e, também, com a amplitude e frequência do campo.

## 2.4.2 - Potência refletida

Ao se propagar no interior de um sistema orgânico, a onda plana emitida pelo aplicador encontra várias interfaces de separação de camadas de tecidos. Dado os diferentes valores de condutividade e permissividade dos tecidos de cada lado da interface, há reflexão de energia nas diversas camadas.



O coeficiente de reflexão complexo entre os meios, com permissividades complexas  $\epsilon_1^*$  e  $\epsilon_2^*$  é [15]:

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\phi} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (2.38)$$

A potência refletida na interface de separação de dois meios dissipativos é dada por:

$$P_r = |\Gamma|^2 P_i \quad \text{Watts} \quad (2.39)$$

Dessa forma, a potência efetivamente transmitida a ser dissipada no corpo é:

$$P_t = (1 - |\Gamma|^2) P_i \quad \text{Watts} \quad (2.40)$$

A Figura 2.5 ilustra o comportamento da energia eletromagnética incidindo na interface de separação de dois meios ( dielétrico e ar ), representando a situação do acoplamento da onda EM emitida pelo aplicador e o tecido orgânico.

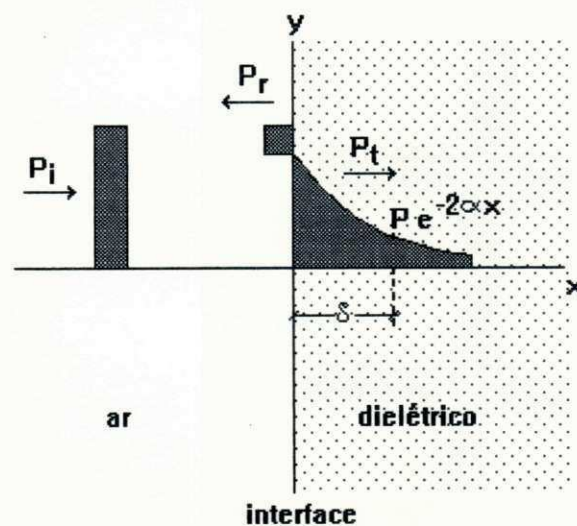


Figura 2.5 - Reflexão e transmissão da energia EM na fronteira de duas regiões.

### 2.4.3 - Penetração da onda eletromagnética no tecido biológico

Pode-se observar da Figura 2.5 que a taxa de decaimento do campo que se propaga num meio dissipativo é regido por uma função exponencial. A equação de propagação do campo nessa região é [17]:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \gamma^2 \mathbf{E} = 0 \quad (2.41)$$

com constante de propagação

$$\gamma = \alpha + j\beta = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \epsilon_r' (1 - j \tan \delta) \quad (2.42)$$

Como a amplitude do campo elétrico sobre o eixo de penetração varia segundo  $E_0 e^{-\alpha z}$ , a potência dissipada sobre esse mesmo eixo diminui segundo

$$P(z) = P_0 e^{-2\alpha z}.$$

A profundidade de penetração no tecido é definida como sendo a distância percorrida pela onda para a qual a intensidade do campo elétrico cai de  $1/e$  do seu valor na superfície. Assim [20]:

$$\delta = \frac{67,52}{f} \left[ \sqrt{\epsilon_r'^2 + \epsilon_r''^2} - \epsilon_r' \right]^{-1/2} \quad \text{m} \quad (2.43)$$

O gráfico da Figura 2.6 mostra a evolução da potência em função da profundidade de penetração do campo, para o músculo, em duas frequências diferentes (434 MHz e 2450



MHz). Do comportamento dos dois gráficos observa-se o aumento da profundidade de penetração com a diminuição da frequência de oscilação do campo.

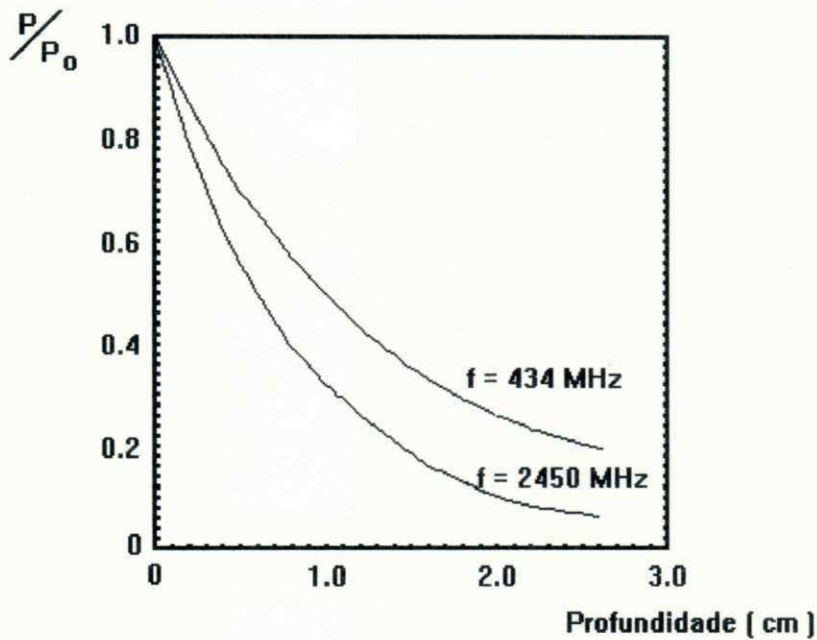


Figura 2.6 - Penetração do campo no músculo em 434 MHz e 2450 MHz.

## 2.5 - Efeitos da elevação da temperatura do tecido biológico

A elevação da temperatura do tecido produz respostas fisiológicas que podem levar à destruição da célula. Em temperaturas hipertérmicas (  $43^\circ \text{C}$  aproximadamente ), ocorre a inibição da síntese de ácidos nucleicos ( DNA e RNA ) e alterações no metabolismo celular, concorrendo para depressão do sistema celular múltiplo [2]. Dessa forma, a hipertermia contribui para a destruição das células através da inibição das mitoses<sup>1</sup>.

A circulação sanguínea tem um papel fundamental no equilíbrio térmico alcançado. A elevação da temperatura pela aplicação da energia EM, é acompanhada do aumento do

<sup>1</sup> Divisão celular na qual se originam duas células idênticas.

escoamento sanguíneo, devido à vasodilatação [1], o que implica na refrigeração da célula. Os tumores malignos se utilizam do sangue que circula nos tecidos sadios adjacentes, distribuindo-o aos seus tecidos através de um sistema vascular próprio. Ocorre que a vasculatura do tecido tumoral não responde ao aumento da temperatura tal como o tecido sadio, acarretando uma redução no suprimento de sangue aos tecidos malignos.

A precariedade do sistema vascular do tecido tumoral concorre para o aumento da temperatura do tumor, devido à impossibilidade da refrigeração pela circulação do sangue. Este fato leva a um aquecimento seletivo do tumor, que atinge temperaturas mais elevadas do que as dos tecidos adjacentes, bem vascularizados.

Um dos aspectos vantajosos da hipertermia eletromagnética é que o campo de altas frequência, radiante ou não radiante, possui efeito essencialmente térmico. Isto a diferencia da radiação ionizante, por não produzir efeitos deletérios tais como as radiações X, de Cobalto, de raios gama e outros, sobre os tecidos do paciente [26].

Destaca-se ainda o sinergismo existente entre a hipertermia eletromagnética e outros métodos terapêuticos tradicionais, tais como a radioterapia e a quimioterapia [27]. Durante o ciclo celular, na fase S<sup>2</sup>, ocorre a síntese do DNA. Nesta fase, as células são mais resistentes à radiação ionizante e mais susceptíveis a destruição pelo calor.

Outro fator importante é o aumento da permeabilidade da membrana celular, que facilita o transporte de drogas para o interior do tumor. Estudos com culturas de células *in vitro*<sup>3</sup> evidenciam que o calor aumenta os efeitos letais da radiação ionizante e de certos agentes quimioterapêuticos [1]. A figura 2.7 ilustra o desenvolvimento de um tratamento combinando diversas técnicas, comprovando o sucesso quando se combina hipertermia com outro método tradicional [28].

---

<sup>2</sup> Uma das fases da célula, onde o volume do núcleo é dobrado.

<sup>3</sup> Cultivadas num meio artificial ao invés de um organismo vivo.

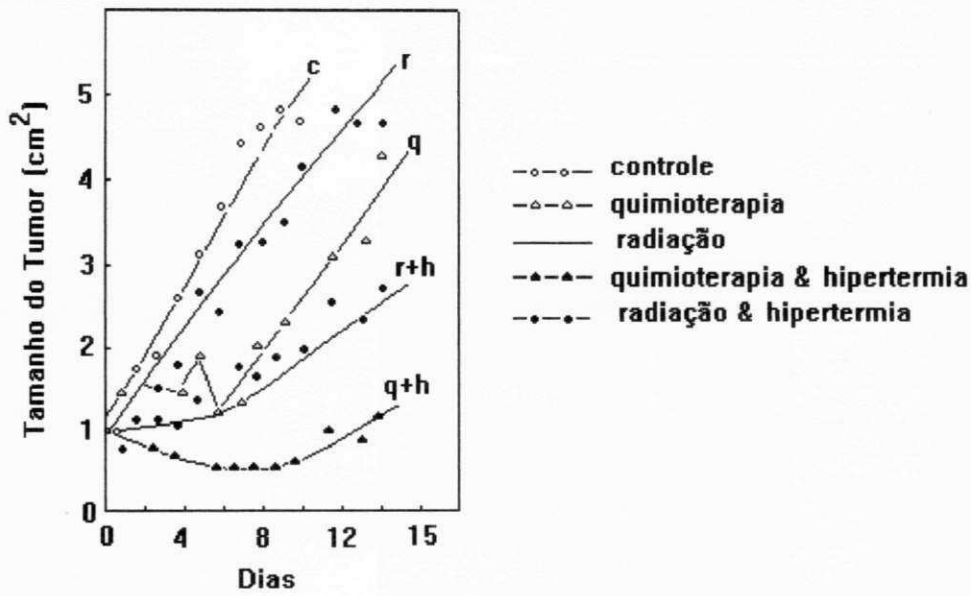


Figura 2.7 - Tamanho de um tumor versus tempo de tratamento para diversas modalidades.

## 2.6 - Padrões de segurança

Os níveis de radiação de campos eletromagnéticos devem ser controlados a fim de evitar riscos à saúde, devido à exposição a rádio-frequência.

O estabelecimento de padrões de segurança leva em conta três linhas básicas [29]:

- Efeitos biológicos da onda eletromagnética.
- Limite máximo de exposição para trabalhadores e população.
- Proteção da população contra os efeitos adversos dos campos eletromagnéticos.

Os efeitos térmicos, por serem mais danosos, são usados como base no estabelecimento de padrões.

A potência absorvida está diretamente relacionada com a frequência de oscilação do campo, a configuração da fonte primária, a geometria do tecido e de suas propriedades eletromagnéticas. A distribuição inicial do calor é posteriormente modificada pelas propriedades térmicas ( calor específico, condutividade térmica, etc.).

A orientação dos campos incidentes determinam a sua intensidade no interior do corpo. As condições de contorno eletromagnéticas dependem do sentido do vetor campo elétrico com respeito à interface dos tecidos [14]. Se o campo **E** é paralelo à interface que separa dois tecidos com alto e baixo teor de água, respectivamente, menos potência é absorvida no tecido com menor teor de água. Por outro lado, se o campo elétrico incidir normal a essa interface, uma grande parte da potência é absorvida pelo tecido que contém baixas quantidades de água, podendo causar um aquecimento excessivo do mesmo. A Figura 2.8 mostra a variação da SAR com a polarização, como função da frequência. Pode-se observar que a máxima absorção ocorre na polarização **E** [20].

Existe ainda uma frequência de ressonância onde a absorção é máxima. Essa frequência depende do tamanho do objeto frente ao comprimento de onda. A absorção atinge o máximo quando o eixo maior do corpo tem tamanho  $0,4 \lambda$  e é paralelo ao vetor do campo **E**.

O estabelecimento de padrões a serem utilizados no Brasil ainda deve ser objeto de discussão, já que não existe uma legislação própria para regulamentar o uso de sistemas de RF que operam no espectro da radiação não ionizante. Os padrões de segurança dependem, entre outros fatores, do tipo de sinal aplicado ( CW ou pulsado ), da polarização, da faixa de frequência, tempo de exposição e da densidade de potência.



O padrão C95.1 - 1991 [30] (APÊNDICE B), licenciado pelo IEEE, estabelece os níveis máximos da taxa de absorção específica SAR e a densidade de potência absorvida  $W_a$  em dois domínios: ambientes controlados e ambientes não controlados. Para ambientes controlados, o nível seguro de exposição de  $W_a$  é de  $5 \text{ mW/cm}^2$ , para um tempo de exposição de 6 minutos em sinais pulsados ou CW, o que equivale a uma SAR médio de  $0,4 \text{ W/Kg}$ . Em ambientes não controlados, o padrão estabelece um limite de  $0,08 \text{ W/Kg}$  para a SAR no corpo inteiro, e  $1,6 \text{ W/Kg}$  de pico liberada em um grama de tecido, por 30 minutos ou mais. O valor máximo para a densidade de potência é de  $0,57 \text{ mW/cm}^2$  para exposição de corpo inteiro.

## 2.7 - Conclusão

Pelo exposto neste capítulo, observa-se que as ondas eletromagnéticas em altas frequências constituem um meio eficiente, controlável e viável para prover aquecimento de tecidos biológicos em aplicações de hipertermia. A constante dielétrica e a frequência do campo determinam a quantidade de potência absorvida pelo tecido biológico. Devem ser observados os limites máximos de exposição do campo pelo tecido.

## Capítulo 3

### Gerador de Potência de Microondas

As fontes de potência de microondas são dispositivos que convertem a tensão da rede elétrica (60 Hz) em sinais de potência com frequências elevadas (na faixa de microondas). Uma fonte típica consiste, basicamente, de um gerador de microondas, uma fonte de alimentação d.c. para alimentação do gerador, um sistema de controle e alguns dispositivos adequados à monitoração da operação do gerador.

O gerador de microondas é um dispositivo capaz de fornecer na sua saída um sinal de potência, na faixa de microondas, a partir de uma alimentação d.c. Para isso, utiliza-se principalmente geradores a estado sólido e a válvula. Os geradores de estado sólido, embora tenham maior estabilidade em frequência, possuem potência de saída limitada ( cerca de 15 Watts em 2450 MHz ou mesmo 100 Watts em 915 MHz ), o que restringe seu uso em aplicações de baixas potências [18]. Quando se deseja potências mais elevadas utilizam-se as válvulas, as quais podem ser classificadas em dois tipos: as de campos cruzados (*cross field*)

e as de feixe linear (*linear beam*). As válvulas Klystron e TWT são exemplos de válvulas de feixe linear, enquanto as Magnetrons e as Amplitrons são válvulas de campos cruzados.

A escolha do gerador a ser utilizado em determinada aplicação considera, sobretudo, a eficiência, estabilidade em frequência e baixo custo. A válvula magnetron naturalmente se enquadra dentro dessas características, além da possibilidade de se obter consideráveis potências de saída. Outras válvulas são inerentes a um maior custo e complexidade para usos em alguns processos, embora permitam obter elevadas potências de saída e estabilidade de frequência, torna-se economicamente inviável dado seu alto custo.

Neste Capítulo, apresenta-se a teoria de funcionamento da válvula magnetron, além de considerações sobre a construção de um gerador de potência de microondas para aplicações médicas.

### 3.1 - Oscilador magnetron

O magnetron consiste, basicamente, de um anodo circular, seccionado em células radiais, cada uma das quais constituindo uma cavidade ressonante (Figura 3.1 ). Um catodo cilíndrico é disposto coaxialmente ao anodo [31].

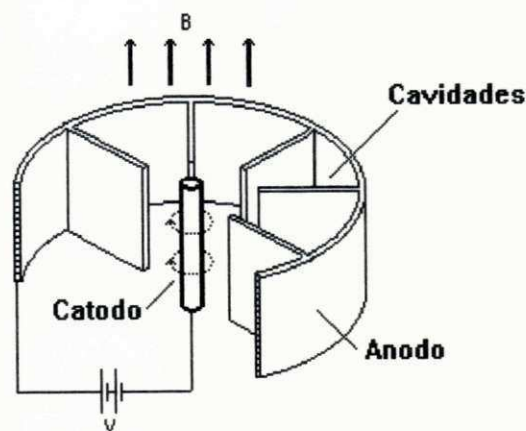


Figura 3.1 - Vista do oscilador magnetron

Um campo magnético estático,  $B$  é aplicado axialmente e direcionado ao espaço existente entre o catodo e o anodo (espaço de interação) através de peças polares situadas nas extremidades do anodo, cuja finalidade é a de uniformizar o campo naquela região.

Os elétrons, emitidos pelo catodo aquecido, sofrem a influência do campo magnético axial no espaço de interação, e passam a descrever uma trajetória espiralada em direção ao anodo. As equações que descrevem a trajetória de um elétron sob a ação de um campo estático cruzado, num magnetron plano, são dadas por [32]:

$$x = x_0 + \frac{E}{B}t - \frac{mE}{eB^2} \text{sen} \omega_c t \quad (3.1)$$

$$y = -\frac{mE}{eB^2} (1 - \cos \omega_c t) \quad (3.2)$$

$$z = z_0 \quad (3.3)$$

onde o catodo coincide com o plano  $y = 0$  e  $\omega_c$  representa a frequência angular de ciclotron.

O campo elétrico radial depende da tensão de anodo aplicada ( $V_a$ ), sendo dado por [32]:

$$E_r = \frac{V_a}{r \ln \frac{D}{d}} \quad [\text{V/cm}] \quad (3.4)$$

Uma análise das equações ( 3.1 ) e ( 3.2 ) revela que a mesma é uma cicloide, na forma paramétrica, como mostrada na Figura 3.2.

As equações gerais de uma cicloide são [33]:

$$x = v_c t - r \text{sen} \varphi \quad : \quad y = R - r \cos \varphi \quad (3.5)$$

comparando-se as equações ( 3.1 ) , ( 3.2 ) e ( 3.5 ), conclui-se que:



$$v_c = \frac{E}{B} \quad ; \quad R = \frac{mE}{eB^2} \quad (3.6)$$

onde  $v_c$  e  $R$  representam, respectivamente, a velocidade de deslocamento do centro do círculo e o raio da trajetória do elétron. A frequência angular de ciclotron  $\omega_c$  define o movimento do elétron no giro, de raio  $R$ , durante seu "vôo" no espaço de interação

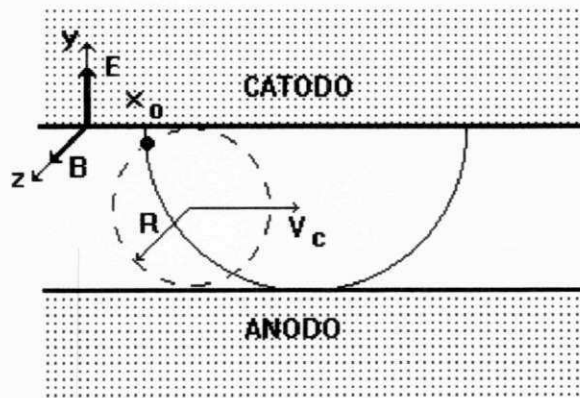


Figura 3.2 - Trajetória dos elétrons num magnetron plano.

Aumentando-se o valor da indução magnética  $B$  e mantendo constante a tensão de anodo  $V_a$ , faz-se diminuir o raio da trajetória, como mostra a equação (3.5). No extremo, quando  $B = 0$ , o raio de curvatura torna-se infinito e a trajetória passa a ser radial. Para o valor particular  $R = d/2$ , onde  $d$  é a distância entre o anodo e o catodo, os elétrons tangenciam a superfície do anodo no pico da curva cicloidial. Para valores de  $B$  acima de um certo limiar, os elétrons começam a realizar múltiplas oscilações e retornam ao catodo, provocando uma queda brusca na corrente de anodo, como ilustra a Figura 3.3 - a. A este valor limiar damos o nome de *indução crítica*  $B_c$  [34].

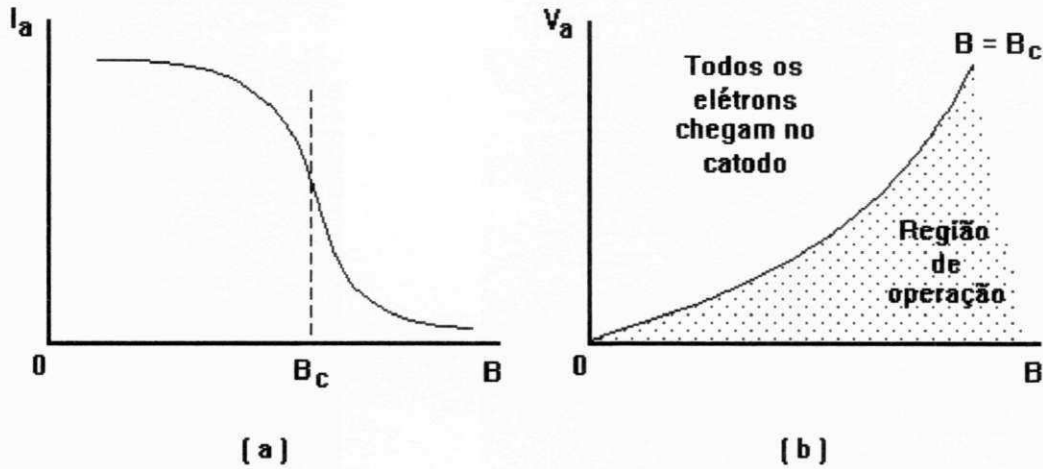


Figura 3.3 - Características do magnetron: (a) Indução crítica, (b) Parábola de Hull

O valor de  $B_c$  pode ser calculado através da equação (3.6), para as seguintes condições de contorno:  $B = B_c$ ,  $d = 2R$  e  $E = V_a/d$ , resultando [35]:

$$B_c = \frac{1}{d} (2mV_a/e)^{1/2} \quad (3.7)$$

A equação (3.7) mostra que existe um valor mínimo da tensão de anodo  $V_a$ , para  $B$  constante, abaixo da qual a corrente de anodo cai rapidamente. Os valores de  $V_a$  e  $B$  são relacionados através do diagrama de Hull, mostrado na fig. 3.3-b

A parábola mostrada no diagrama de Hull representa o limite das duas zonas, com e sem corrente de anodo. Na região acima da parábola, praticamente todos os elétrons chegam ao catodo e, portanto, nenhuma energia é convertida em energia de microondas.

Todas as considerações acima valem também quando se considera o fenômeno para um sistema de coordenadas cilíndricas. Neste caso, a trajetória dos elétrons passa a ser uma cardióide. O valor da indução crítica para o magnetron cilíndrico é dada por:

$$B_{cr} = \sqrt{\frac{8m}{e}} \frac{\sqrt{V_a}}{r_a [1 - (\frac{r_k}{r_a})^2]} \quad [ \text{Tesla} ] \quad (3.8)$$

a Figura 3.4 mostra o movimento dos elétrons num magnetron cilíndrico. Observa-se que para pequenos valores da indução magnética, praticamente não ocorre o encurvamento da trajetória dos elétrons. Para valores de  $B > B_c$ , praticamente nenhum elétron chega ao anodo e, portanto, não há corrente de anodo.

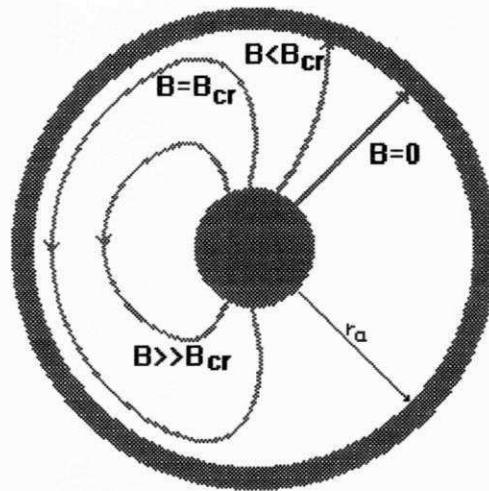


Figura 3.4 - Trajetória dos elétrons num magnetron cilíndrico.

### 3.1.1 - Modos de oscilação

Aproximando a estrutura ressonante de um magnetron por um laço fechado e considerando que este suporta apenas o modo dominante, a condição de ressonância de um laço diz que um número inteiro de comprimentos de onda deve ser acomodado ao longo do seu comprimento [33]. Faz-se o comprimento de onda igual a  $\lambda_g$ , tem-se:

$$2\pi r_a = n \lambda_g \quad ; \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.9)$$

A mesma condição pode ser descrita em termos do deslocamento de fase em cavidades adjacentes. O deslocamento total da fase ao longo da superfície interna do anodo deve ser múltiplo de  $2\pi$ , logo:

$$\varphi N = 2\pi n \quad ; \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.10)$$

Portanto, a defasagem entre cavidades adjacentes deve ser tal que:

$$\varphi = 2\pi n / N \quad (3.11)$$

O modo de operação pode ser descrito pelo número  $n$  ou diretamente pelo valor da defasagem entre as cavidades sucessivas. Para um magnetron com 12 cavidades, são possíveis os seguintes modos de oscilação (tabela 3.1):

$n$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\varphi$	0	$\pi/6$	$\pi/3$	$\pi/2$	$2\pi/3$	$5\pi/6$	$\pi$	$7\pi/6$	$4\pi/3$	$3\pi/2$	$5\pi/3$	$11\pi/6$	$2\pi$
								$=$	$=$	$=$	$=$	$=$	$=$
								$-5\pi/6$	$-2\pi/3$	$-\pi/2$	$-\pi/3$	$-\pi/6$	0

Tabela 3.1 - Modos de oscilação para um magnetron de 12 cavidades.

Quando  $n = 0$ , todas as cavidades tem a mesma fase; para  $n = N/2$  as cavidades são excitadas em antifase ( defasagem  $\pi$  ). Este modo, chamado *modo  $\pi$*  é o mais geralmente usado na operação do magnetron. Observa-se ainda que os modos correspondentes a  $n = 1$  e  $n = 11$  são degenerativos, assim como 10 e 2, 9 e 3, 8 e 4 bem como 7 e 5. A oscilação do magnetron em outro modo diferente do modo  $\pi$  acarreta uma mudança de frequência de oscilação o que diminui consideravelmente a eficiência do magnetron, causando um

aquecimento excessivo que resulta em sua danificação [36]. Esse estado é conhecido como *moding* e pode ser causado pela insuficiente emissão de elétrons por parte do catodo ou mesmo pelo descasamento de impedância na saída do magnetron.

### 3.1.2 - Movimento dos elétrons na interseção de um campo contínuo com um campo alternado de alta frequência.

Considere, agora, as características dinâmicas do magnetron, ou seja, com um campo alternado de alta frequência presente nas cavidades ressonantes. A configuração de campo mostrado na Figura 3.5.a prepondera num certo instante. O campo elétrico  $E_w$  do campo alternado próximo ao *gap* é superposto ao campo elétrico estático  $E$ . Um período depois o campo é incrementado ( Figura. 3.5.b ), o que equivale a mover a Figura 3.5-a para a direita. Em qualquer ponto no espaço de interação, o campo elétrico é composto de uma componente radial  $E_r$  e uma componente  $E_w$  na direção do campo alternado. Assim, a trajetória do elétron vai ser determinada pela ação da indução magnética  $B$  e o campo elétrico resultante  $E$  [33].

A composição do campo elétrico resultante com a indução magnética  $B$  resulta numa trajetória espiralada dos elétrons que saem do catodo em direção ao anodo ( Figura 3.6 ). Como a fase de cada cavidade muda a cada novo ciclo do campo elétrico alternado, a nuvem de elétrons gira em torno do anodo com velocidade igual à frequência de ciclotron.

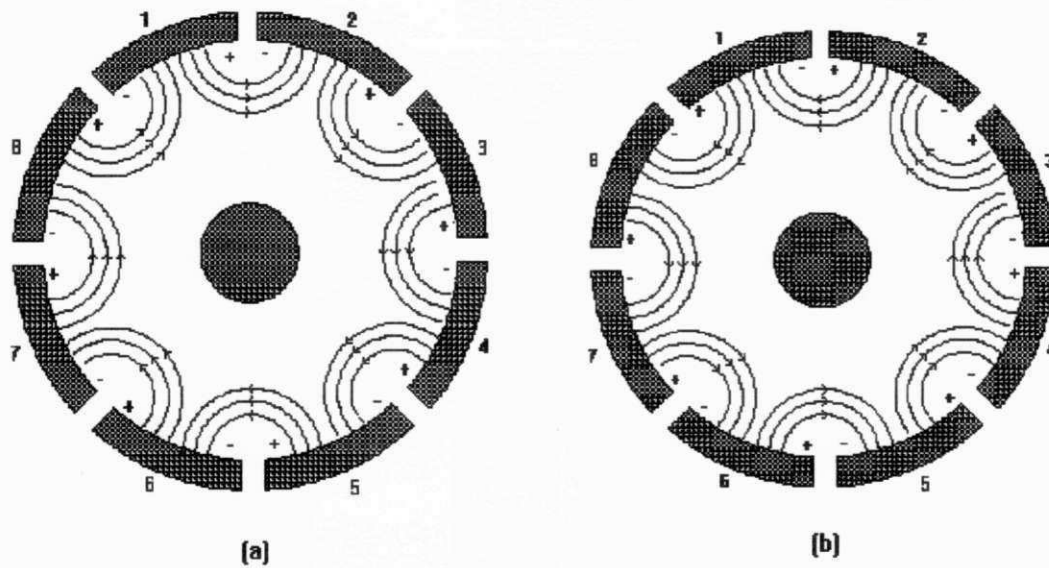


Fig. 3.5 - Distribuição do campo de alta frequência.

Os elétrons que deixam o catodo são acelerados pela ação do campo na direção do anodo. Como a trajetória espiralada mostrada na Figura 3.6 faz com que eles tenham diferentes tempos de trânsito no caminho entre o catodo e o anodo, as suas fases também serão diferentes. Com um campo alternado de alta frequência induzido nas cavidades, os elétrons em fase com esse campo são por ele “capturados”, resultando em uma conversão da energia cinética daquelas partículas em energia de microondas, a qual é acoplada para o exterior das cavidades por meio de uma antena situada numa delas [23]. Os elétrons que não estão em fase com o campo, nesse instante, retornam ao catodo e são novamente acelerados até a sua posterior “captura”.

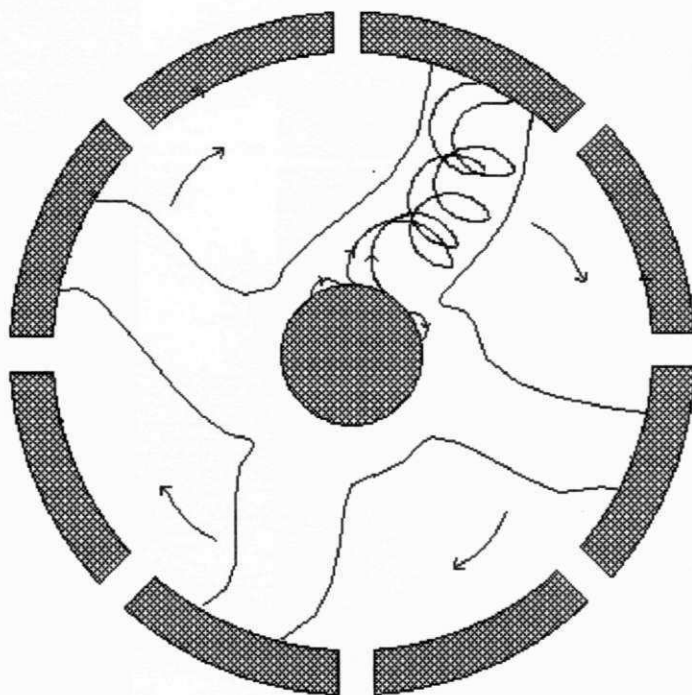


Figura 3.6 - Trajetória dos elétrons na presença do campo alternado de alta frequência.

### 3.1.3 - Condições de auto-excitação do magnetron

A mínima tensão de anodo  $V_a$  na qual, para um certo valor da indução magnética  $B$ , alguns elétrons chegam ao anodo, garantindo uma amplitude infinitesimal do campo alternado de alta frequência na estrutura ressonante, é conhecida como *tensão limiar de anodo*  $V_{th}$ . Num magnetron de multicavidades cilíndrico, o valor de  $V_{th}$  deve ser referido à indução magnética  $B$ , à distância entre o anodo e o catodo, ao número do modo de oscilação ( $n$ ) e ao número da harmônica espacial ( $p$ ). Os valores são relacionados através da equação de Hartree [33]:

$$V_{th} = \frac{w_n(r_a^2 - r_k^2)}{2(n + pN)} B - \frac{m \cdot r_a^2}{2 \cdot e} \left( \frac{w_n}{n + pN} \right)^2 \quad [ \text{Volts} ] \quad (3.12)$$



O valor máximo da tensão de anodo,  $V_{a_{max}}$ , para um mesmo valor de  $B$ , para que o magnetron oscile no mesmo modo ( modo  $\pi$ , para  $p = 0$  e  $n = 6$  num magnetron de 12 cavidades ), é obtido a partir da expressão (3.8), calculando-se o valor da tensão na qual o valor da indução torna-se igual ao valor da indução crítica. Assim,

$$V_{a_{max}} = \frac{e \cdot r_a^2}{8 \cdot m} \left(1 - \frac{r_k^2}{r_a^2}\right) \cdot B^2 \quad [ \text{Volts} ] \quad (3.13)$$

Portanto, para um mesmo valor de  $B$ , a tensão de anodo pode variar entre o nível limiar  $V_{th}$  e o valor máximo da tensão de anodo  $V_{a_{max}}$ . Para o magnetron SANYO 2M 218 - J, utilizado neste trabalho, os valores calculados através das equações (3.12) e (3.13) são apresentados na Figura abaixo.

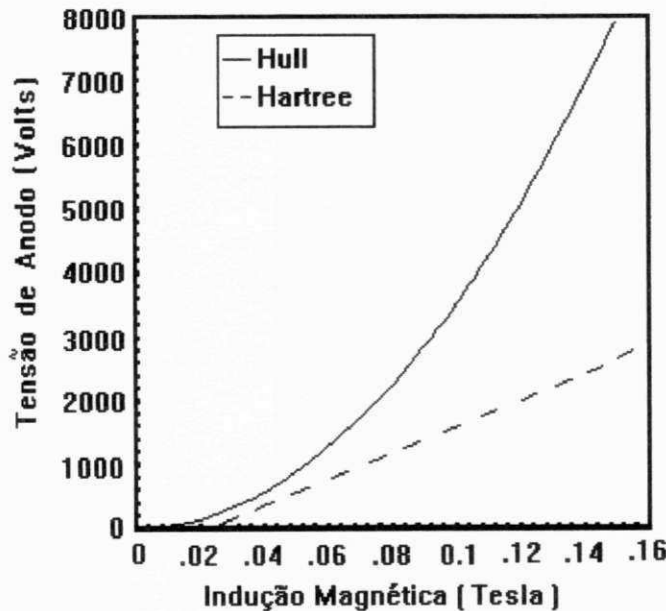


Figura 3.7 - Condições de auto-excitação do magnetron.

Os valores obtidos apresentam excelente concordância com os valores práticos. Pode-se ainda observar o comportamento das curvas limites quando se fixa a tensão de ano-

do e se varia o valor da indução magnética ( Figura 3.8 ). Neste caso, tem-se uma inversão na concavidade da parábola, bem como há uma inversão de posição da reta de Hartree com a parábola de Hull. Isso ocorre porque um aumento na tensão de anodo, com  $B$  constante, tem o mesmo efeito da diminuição da indução  $B$  com a tensão de anodo constante.

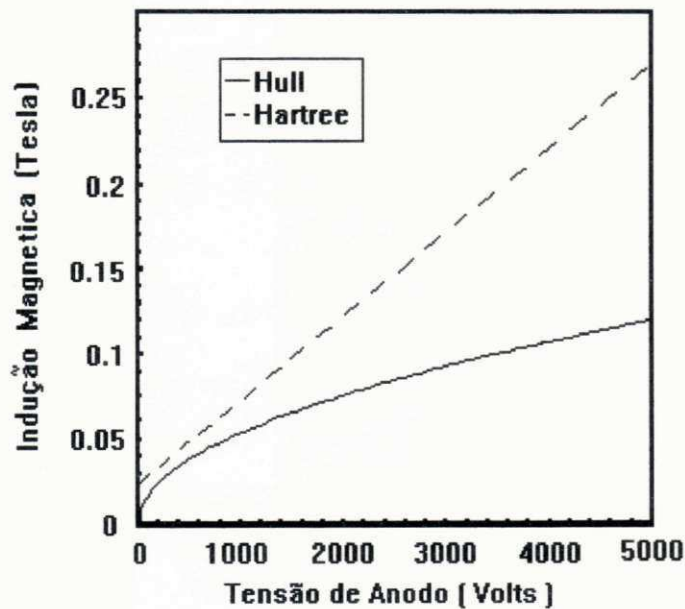


Figura 3.8 - Condições de auto-excitação do magnetron para tensão de anodo constante.

### 3.1.4 - Características de operação do magnetron

Uma característica importante do magnetron é a variação da corrente de anodo em função da tensão de anodo aplicada. O gráfico da Figura 3.9 mostra essa característica para um magnetron típico, sendo conhecida como *carta de performance* [36].

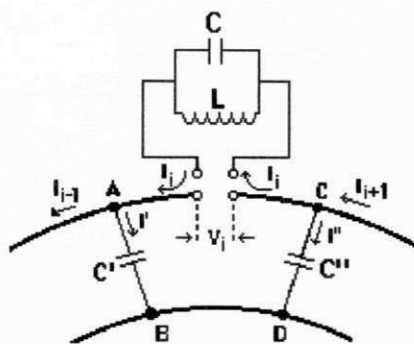


Figura 3.10 - Circuito equivalente do magnetron.

Como é comum em todos os osciladores, a impedância da carga conectada na saída do magnetron altera a *performance* do mesmo no que diz respeito à potência gerada, frequência de operação e também a característica  $V_a \times I_a$ . Cada cavidade ressonante, existente no anodo do magnetron, pode ser aproximada por um circuito ressonante LC, como mostra a Figura 3.10 [33].

Considere uma carga de impedância  $Z_L = R + jX$  ligada à saída do magnetron. A componente reativa causa uma alteração na frequência de saída, pois ela representa uma indutância ou capacitância adicional à estrutura do anodo ( a frequência de oscilação do circuito da Figura 3.10 depende apenas dos valores de L e C ), enquanto que a componente resistiva afeta a potência de saída. Essas características são mostradas no *diagrama de Rieke* da Figura 3.11, no qual contornos de potências e frequências constantes são traçados sobre o círculo de impedância ( ou admitância ) do diagrama, no ponto que representa a impedância da carga.

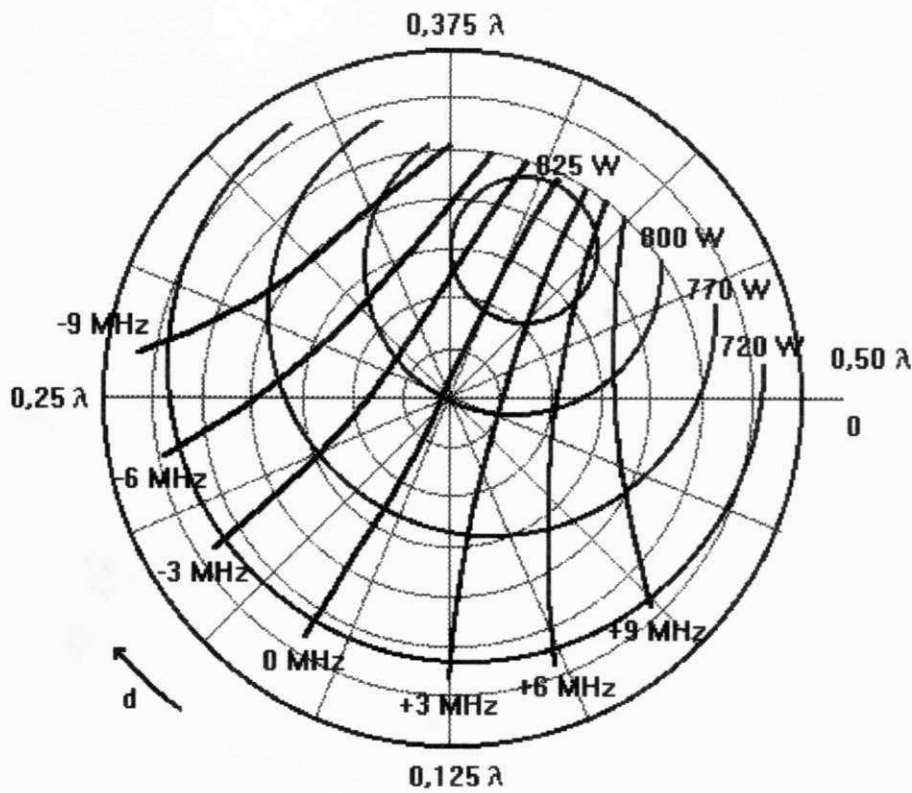


Figura 3.11 - Diagrama de Rieke para um magnetron típico.

### 3.1.5 - Acoplamento de saída

Uma das mais importantes considerações quando do projeto de sistemas envolvendo campos de altas frequências, refere-se ao acoplamento da fonte de potência com a carga. Um bom acoplamento proporciona uma maior eficiência e tempo de vida útil do magnetron, além de uma melhor transferência de potência para a carga.

Uma melhor transferência é observada quando se ajusta o acoplamento magnetron-guia-aplicador pelo diagrama de Rieke. O diagrama de Rieke possui uma região denominada *região sink*, que corresponde à região onde a potência de saída do magnetron é mais elevada.

Nessa região, convergem ainda todas as linhas de saltos de frequência. No diagrama mostrado na Figura 3.11 a região de sink corresponde àquela situada a, aproximadamente,  $0,41 \lambda$  na direção da carga [40].

Deve-se evitar a operação do magnetron na região oposta à região de sink, também conhecida como *região de anti-sink*, pois as reflexões causadas produzem um aquecimento excessivo no anodo, diminuindo consideravelmente a potência de saída e conseqüentemente a vida útil do magnetron.

Mesmo operando na região de sink, um elevado VSWR. pode levar a válvula ao estado de *moding*, que significa a operação num modo diferente do modo  $\pi$ . Em geral, considera-se a antena do magnetron como plano de referência, e a fase contada como submúltiplos do comprimento de onda na direção da carga. Nenhuma alteração ocorre se o comprimento entre a carga e o plano de referência variar de múltiplos inteiros de  $\lambda_g/2$  [18].

O acoplamento entre o magnetron e o guia-de-onda é realizado inserindo-se a antena do magnetron na posição de máxima intensidade do campo elétrico, sendo o guia projetado para operar apenas no modo dominante. Igual consideração vale também para o acoplamento guia de onda / cabo coaxial. A Figura 3.12 exemplifica o acoplamento magnetron / guia de onda / cabo coaxial.

A posição de máxima intensidade de campo elétrico corresponde à distância de  $\lambda_g/4$  da parede metálica localizada na extremidade do magnetron ( curto-circuito ), tal como observado na Figura 3.12. O comprimento “ d ” entre a válvula e a transição, é determinado pelo diagrama de Rieke (região de sink) e depende do valor da impedância a ser conectada ao circuito. O ajuste final do casamento só é obtido através de testes e medidas da potência refletida.

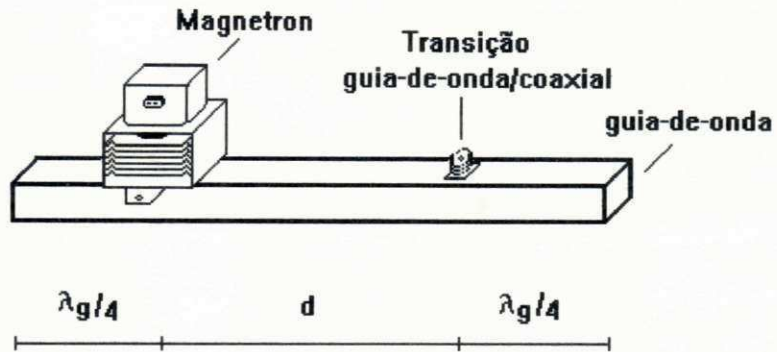


Figura 3.12 - Acoplamento magnetron / guia de onda / cabo coaxial.

### 3.2 - Fonte de potência para alimentação do magnetron

Uma fonte de potência de microondas converte a potência da rede ac ( 60 Hz ) em potência de microondas. A Figura 3.13 mostra o diagrama de blocos de uma fonte de microondas genérica.

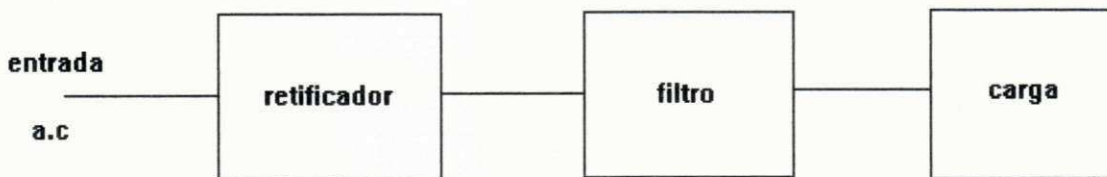


Figura 3.13 - Fonte genérica



O estágio retificador é usado para converter o sinal da rede, que tem valor médio zero, num sinal com valor médio diferente de zero. Os circuitos retificadores podem ser de meia-onda ou de onda completa, como mostra a Figura 3.14.

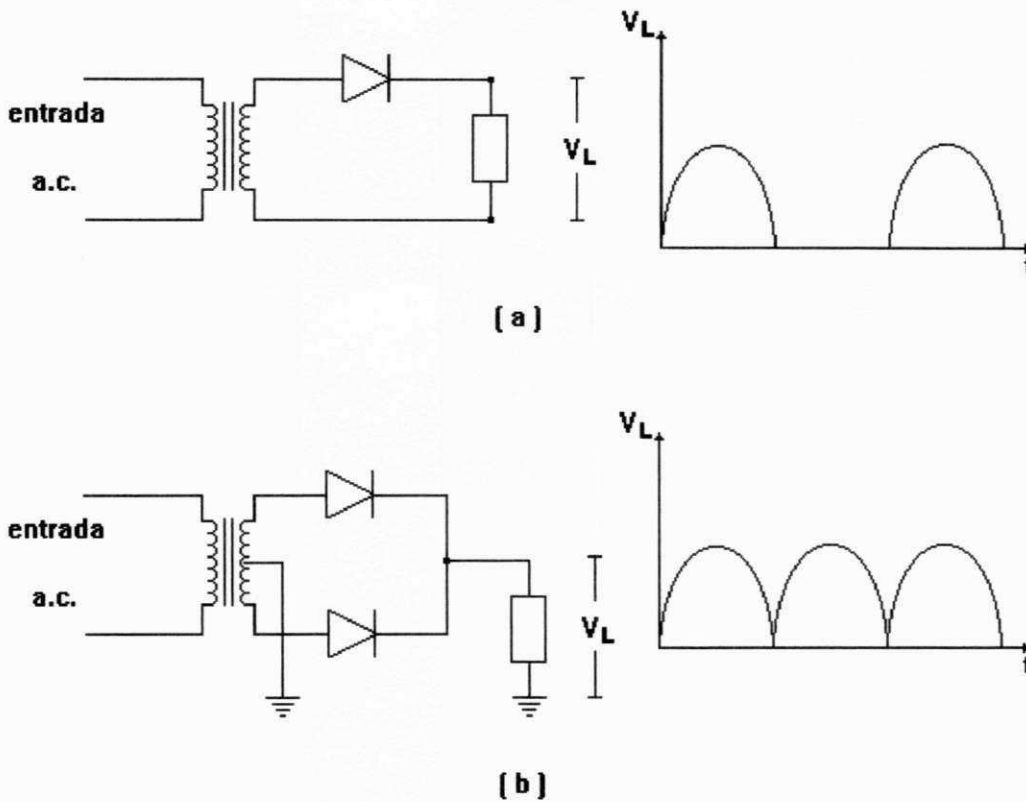


Figura 3.14 - Tipos de retificadores: ( a ) meia onda e ( b ) onda completa

Observa-se que os sinais produzidos pelos circuitos da Figura 3.14 não são puramente dc., possuindo uma forte componente ac. e um valor médio diferente de zero. Quando da alimentação de um magnetron, deseja-se obter um sinal dc. mais puro. Para tanto, é realizada uma filtragem no sinal do retificador, afim de eliminar a componente ac. Essa filtragem é obtida através de um capacitor colocado após o retificador, como sugere a Figura 3.15.

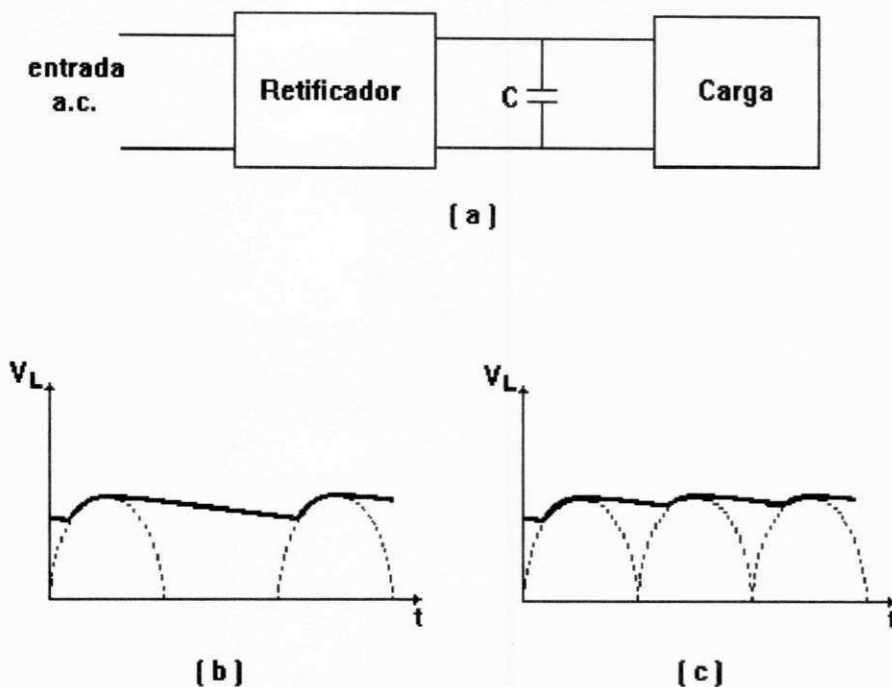


Figura 3.15 - Tipos de filtros: (a) Filtro capacitivo, (b) forma-de-onda para um retificador de meia-onda e (c) forma-de-onda para um retificador de onda completa .

A variação da tensão em torno do valor médio, após a filtragem, é denominada *ripple*. O *ripple* do sinal pode ser reduzido através do aumento do valor do capacitor, porém o aumento demasiado do valor do capacitor altera a corrente de pico que passa no diodo retificador, podendo danificá-lo [41].

Para magnetrons com campo magnético fixo ( isto é, com ímãs permanentes ) geralmente utilizam-se circuitos dobradores de tensão, como os mostrados na Figura 3.16. Para esses circuitos, é possível obter tensões maiores que as retificadas, permitindo manter-se uma baixa tensão de pico no transformador.

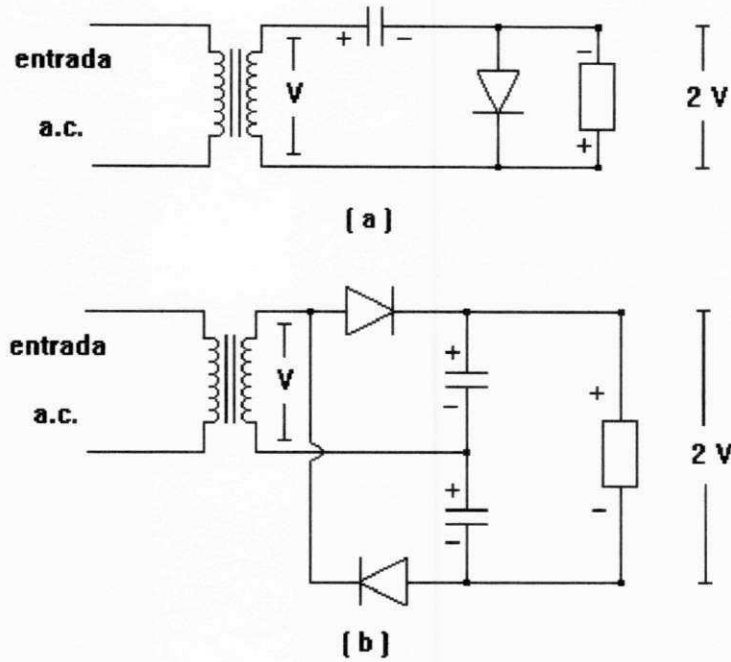


Figura 3.16 - Dobradores de tensão: (a) meia-onda e (b) onda completa

Os circuitos mais largamente utilizados em fontes de magnetrons CW são os de meia-onda. Os dobradores de tensão de onda completa apresentam uma tendência de variar a condição inicial de oscilação do magnetron (“*startup*”), o que leva a válvula a operar em *moding* [18].

A variação da potência de saída, em magnetrons de ímãs permanentes, pode ser obtida a partir da variação da tensão de anodo, respeitando os limites máximos e mínimos impostos pelos diagramas de Hull e Hartree ( Figura 3.7). Normalmente utiliza-se um sistema de controle de fase da tensão na entrada, à base de *triacs*, como mostrado na Figura 3.17. O sistema de controle de fase deve ser dimensionado respeitando-se a potência máxima requerida pelo magnetron.

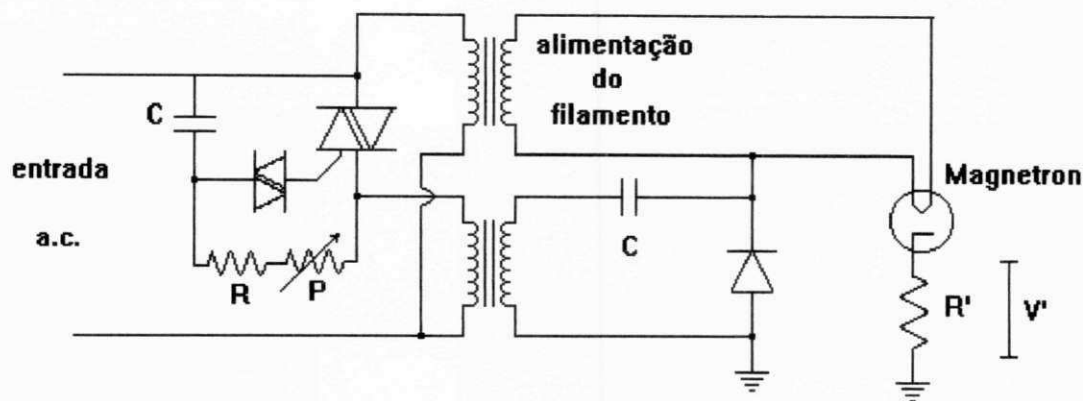


Figura 3.17 - Esquema da fonte do magnetron.

Para emitir elétrons o catodo deve ser aquecido através de uma fonte auxiliar (filamento), levando o mesmo a atingir sua temperatura de operação antes de aplicar a tensão de anodo-catodo. Durante sua operação, alguns elétrons não atingem o anodo e retornam ao catodo. Esse efeito, conhecido como *bombardeamento reverso* [36], aumenta a temperatura do catodo ( pela dissipação da energia cinética dos elétrons em calor ), contribuindo para diminuição da eficiência do magnetron. Para evitar esse efeito, principalmente quando se utilizam altas potências, a potência da fonte auxiliar é reduzida linearmente com o aumento da corrente de anodo.

A maior parte dos equipamentos de potência de microondas, utilizam um transformador único para a alimentação do filamento ( aproximadamente 3,15 V ) e para a tensão anodo/catodo. Para o sistema com controle contínuo da potência através de um *dimer*, tal alimentação não pode ser utilizada, devido à influência da variação de tensão na entrada do transformador sobre a tensão de filamento, o que causa pouco aquecimento no catodo e um conseqüente corte na corrente de anodo.

A potência de saída do magnetron pode ser monitorada a partir da corrente de anodo. No circuito mostrado na Figura 3.17, a potência de RF é proporcional à queda de tensão ( $V'$ ) sobre o resistor  $R'$ .

Para os sistemas que utilizam controle de potência a partir da variação do campo magnético, o magnetron deve ser alimentado com tensão de anodo constante. Um divisor de tensão é utilizado para variar a potência do eletroímã, o que produz uma variação no campo magnético aplicado ao espaço de interação do magnetron. Vale a pena salientar que os valores da indução magnética devem respeitar os limites impostos pelas curvas da Figura 3.8, obtidas pelas equações de Hull e Hartree. A Figura 3.18 mostra uma possível configuração de uma fonte de microondas com variação da potência a partir da variação do campo magnético.

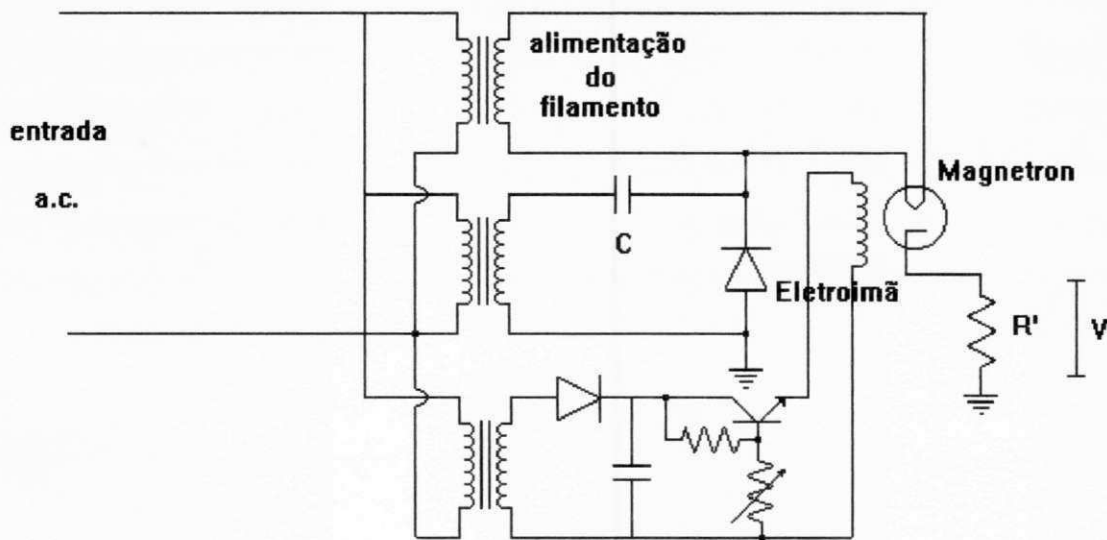


Figura 3.18 - Fonte de potência com variação de potência a partir do campo magnético.

A variação da potência a partir do campo magnético é mais frequentemente empregada em magnetrons de altas potências. Alguns fatores justificam este fato, como, eficiência do circuito, distorção da corrente de anodo, dificuldades de controlar a fase de um sinal de alta potência ( custo elevado ), etc.

Um tal sistema deve dispor de meios de proteção quanto aos níveis de radiação, tanto para as regiões tratadas do paciente, quanto para o operador.

Em geral, um sistema completo de hipertermia eletromagneticamente induzida, inclui [14]:

- O sistema de indução de calor.
- O sistema de termometria.
- O sistema de controle.
- O sistema de proteção ao paciente e operador.
- O sistema de planejamento e armazenamento de informações.

## 4.1 - Sistema de indução de calor

O sistema de indução de calor consiste de uma fonte de potência, aplicadores e sistemas para medição de potência.

Na faixa de frequências de 100 MHz a 3 GHz, diferentes profundidades de penetração são obtidas. Isso ocorre devido ao decaimento exponencial do campo que penetra no tecido, cuja profundidade de penetração ( $\delta$ ) diminui com o aumento da frequência. A profundidade de penetração do campo depende ainda da quantidade de água presente nos tecidos. Os tecidos tumorais tem, usualmente, um teor de água consideravelmente maior que os tecidos normais, acarretando por parte destes uma maior absorção da energia eletromagnética.

A Tabela 4.1 [1] mostra a profundidade de penetração de um campo eletromagnético, como função da frequência e teor de água dos tecidos.

Frequência ( MHz)	Profundidade (cm)	
	H	L
30	10	> 20
100	5	> 20
1000	3	15
2500	2	10
5000	1	5

H = Tumor separado do aplicador por tecido com alto teor de água como pele e músculo.

L = Tumor separado do aplicador por tecido de baixo teor de água como gordura e osso.

Tabela 4.1 - Profundidade de penetração de um campo eletromagnético no tecido.

### 4.1.1 - Gerador de potência de microondas

O gerador de microondas é o dispositivo responsável por fornecer um sinal de potência, na faixa de microondas, afim de prover o aquecimento no tecido. Alguns sistemas de indução de hipertermia combinam a ação de duas ou mais fontes de microondas para resultar numa maior potência de saída. Esta técnica é geralmente utilizada quando o gerador é do tipo estado sólido, que possui potência de saída limitada. Quando se utilizam geradores a válvula, de maior potência, deve-se obter um alto grau de controle da potência de saída com uma boa estabilidade de frequência. Considerações mais detalhadas a respeito do gerador de potência desenvolvido, utilizando um magnetron em 2450 MHz, podem ser encontradas no capítulo 3.

O gerador deve ser dotado de chaves de proteção situados em locais de fácil acesso, que permitam a interrupção da potência a qualquer momento. Um dispositivo de temporização e a interface de controle do gerador pelo computador complementam o equipamento. A potência de saída é monitorada pela leitura da corrente de anodo.



## 4.1.2 - Aplicadores

A hipertermia é induzida no paciente pelo acoplamento da energia primária no tecido, sendo então convertida em calor. Ao dispositivo que possibilita esse acoplamento damos o nome de *aplicador* [12].

Os aplicadores estão divididos em duas grandes categorias:

- **Aplicadores de campo próximo.**
- **Aplicadores de campo irradiante.**

A pequena profundidade de penetração não parece ser um limite para o uso de sistemas que operam em altas frequências, com aplicadores de campo irradiante. Os tumores mais profundos podem ser atingidos por técnicas invasivas, o que, em geral, pode proporcionar uma maior controlabilidade sobre a região a ser aquecida [11].

Os vários tipos de aplicadores podem ser caracterizados como uma combinação de diversas fontes elementares ( dipolo elétrico ou magnético ), para os quais são conhecidos algumas características elementares, como profundidade de penetração, densidade de potência, diagrama de irradiação, etc.

### 4.1.2.1 - Aplicadores de campo próximo

As técnicas de hipertermia através do uso de campos eletromagnéticos não radiantes considera que o volume a ser aquecido tem dimensões pequenas, quando comparadas ao

comprimento de onda. Isso implica que o tumor pode ser colocado numa região acessível ( não fechada ) do campo de tamanho não radiante [16].

Basicamente, há dois tipos de regiões nas quais podemos encontrar um campo eletromagnético não radiante: entre as placas de um capacitor e no interior de um indutor. Uma característica importante é o fato de que a distribuição de campo depende fortemente da geometria do aplicador.

#### 4.1.2.1.1 - Aplicador capacitivo

Neste tipo de aplicador, o campo eletromagnético é excitado por duas placas opostas, capacitivamente acopladas, produzindo um aquecimento na região localizada entre elas, como mostrado na Figura 4.1.

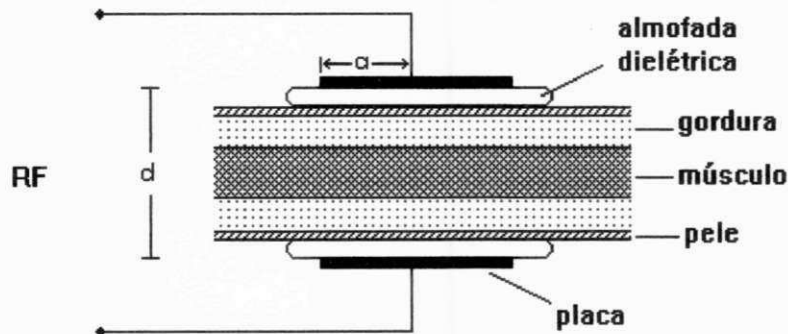


Figura 4.1 - Aplicador capacitivo.

Para que as equações de Maxwell sejam satisfeitas, é necessário que o campo elétrico seja contínuo na fronteira entre as camadas. Pela configuração mostrada na Figura 4.1, observa-se que o campo elétrico é normal às fronteiras dos tecidos (pele, gordura e músculo),

ocasionando um maior aquecimento nas camadas mais superficiais. O calor produzido na camada de gordura subcutânea chega a ser de 1,5 a 5,6 vezes maior que aquele produzido no músculo [16].

Para reduzir o efeito injurioso do aquecimento superficial, são colocadas almofadas dielétricas de altas perdas entre as placas e a pele. A regulação da temperatura geralmente é feita pelo próprio paciente, pela sensação de conforto térmico.

#### 4.1.2.1.2 - Aplicador indutivo

Os aplicadores indutivos são, em geral, constituídos de um arranjo de bobinas concêntricas ou helicoidais, que induz correntes de Foucault no tecido, por ação da indução magnética. O indutor circunda um arranjo de três camadas de material não magnético, representados pela pele, gordura e músculo, como mostrado na Figura 4.2 [13].

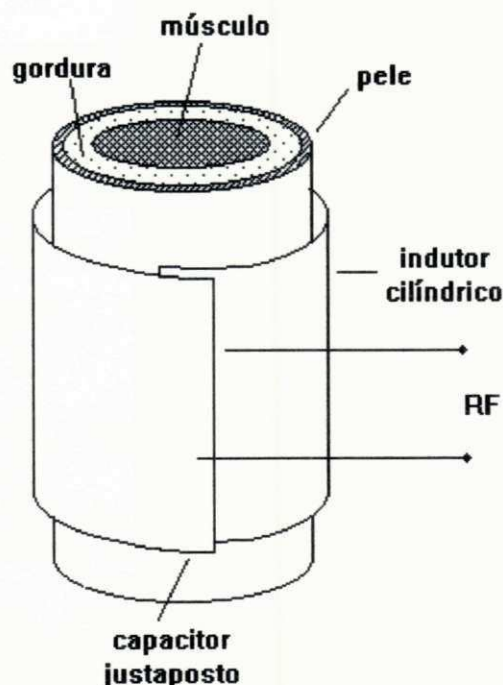


Figura 4.2 - Aplicador indutivo tipo magnetorodo.

O campo elétrico produzido pelo indutor tem a forma de círculos concêntricos, enquanto o campo magnético é axial. Nas interfaces das camadas, o campo elétrico é tangencial e, pelas equações de Maxwell, deve ser contínuo. Essa condição leva a um aquecimento maior das camadas mais profundas. Para aplicadores indutivos, o calor produzido na camada de gordura subcutânea é de 20 % a 70 % menor que o calor produzido no músculo [16], o que torna esse tipo de aplicador atrativo, principalmente para o aquecimento de tumores profundos.

Este tipo de aplicador é mais indicado para operar em frequências mais baixas, de 13,56 MHz ou 27,12 MHz para aquecimento regional ou de corpo inteiro. Algumas dificuldades de medida, principalmente no que se refere a instrumentação apropriada, fizeram com que se optasse, nesta dissertação, pela frequência de 2450 MHz e, conseqüentemente, por um aplicador irradiante [12].

#### **4.1.2.2 - Aplicadores de campo irradiante**

Para frequências acima de 200 MHz a hipertermia pode ser induzida através da irradiação do tecido por uma antena localizada a alguns centímetros da região a ser tratada. Essa técnica, apesar de bastante utilizada, possui algumas desvantagens:

- dificuldade de focalizar a área tratada e determinar a energia absorvida pelo tecido
- um alto nível de energia de microondas é dispersado para o meio.
- pequena profundidade de penetração, devido principalmente a grande absorção de energia por parte da camada de gordura, que contém um alto teor de água.

Para contornar esses problemas, foram desenvolvidos alguns aplicadores de campo próximo, baseados em antenas [12], buscando-se sobretudo, uma melhor focalização do campo na região de campos próximos da antena. Os aplicadores de campo irradiante podem ser classificados em duas grandes famílias: aberturas focalizadas e não focalizadas

#### 4.1.2.2.1 - Aberturas não focalizadas

Um guia de onda aberto, propagando um campo eletromagnético (geralmente propagando o modo  $TE_{1,0}$ ) pode ser utilizado como um aplicador não focalizado. Uma característica importante desse tipo de estrutura é que a onda plana irradiada possui uma maior taxa de decaimento exponencial. A Figura 4.3 mostra um guia de onda retangular utilizado como aplicador regional de hipertermia por microondas.

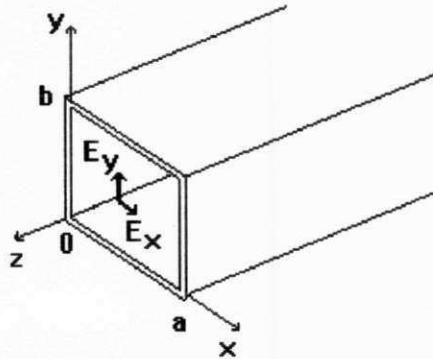


Figura 4.3 - Aplicador tipo guia de onda não focalizado.

Para se obter uma maior profundidade de penetração, o tamanho da abertura pode ser aumentado, acarretando, no entanto, uma maior área focalizada. Geralmente, os aplicadores tipo guia de onda são utilizados em contato direto com a pele, ou com almofadas resfriadoras separando o aplicador do tecido.

### 4.1.2.2.2 - Aberturas focalizadas

As aberturas focalizadas apresentam uma melhor distribuição de campo na região irradiada. Os tipos de antenas utilizadas nos aplicadores focalizados de hipertermia são comuns em aplicações de telecomunicações (radiodifusão, televisão, radar, etc.).

O tipo de antena a ser utilizado depende de alguns fatores, tais como a região a ser focada, a frequência, a polarização da onda, etc. A Figura 4.4 mostra dois tipos básicos de aplicadores focalizados utilizados em sistemas de hipertermia, a antena corneta (Figura 4.4.a) e a antena helicoidal [12] ( Figura 4.4.b ).

No aplicador focalizado, o comprimento do caminho (em termos ópticos) de um elemento individual do aplicador para o ponto de interesse, localizado na superfície focada, é corrigido por acréscimos de fase, de modo que, todas as contribuições finais estejam em fase.

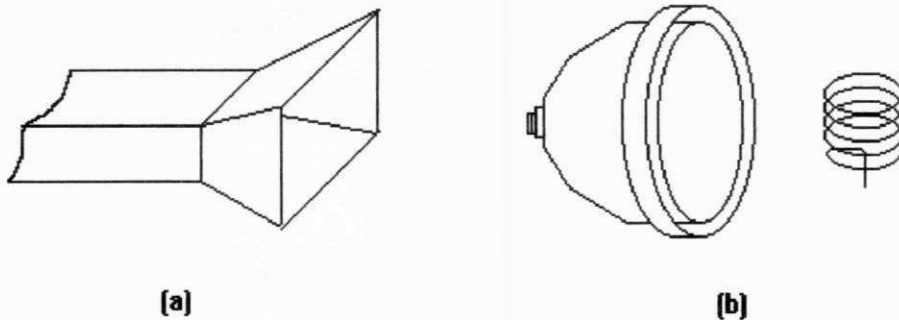


Figura 4.4 - Aplicadores Focalizados: (a) antena corneta e (b) antena helicoidal com refletor.

Há ainda um compromisso entre a resolução espacial da região focada e o ganho do aplicador. Como o ponto focal ( $\delta_M$ ) é definido como o raio, proveniente do aplicador, até o ponto de potência mínima (e que é igual a duas vezes a profundidade de penetração), conclui-se que a profundidade de penetração no tecido focado é incompatível com um alto grau de focalização do aplicador.

Uma alternativa para obter uma maior profundidade de penetração é a de utilizar a técnica de aplicadores múltiplos faseados, segundo a qual vários aplicadores são dispostos em torno da região desejada. A amplitude e fase de cada antena são escolhidas de modo a se obter interferência construtiva e, conseqüentemente, uma maior temperatura no local do tumor [25].

Um outro tipo de aplicador bastante utilizado em sistemas de hipertermia clínica é constituído pelos aplicadores intersticiais, empregados em aquecimentos localizados, principalmente, em regiões internas. Alguns desses dispositivos são construídos de forma a introduzi-los através de interstícios naturais. A Figura 4.5 mostra a seção longitudinal de um aplicador intersticial radiante coaxial, formado por um dipolo de meia-onda. [11]

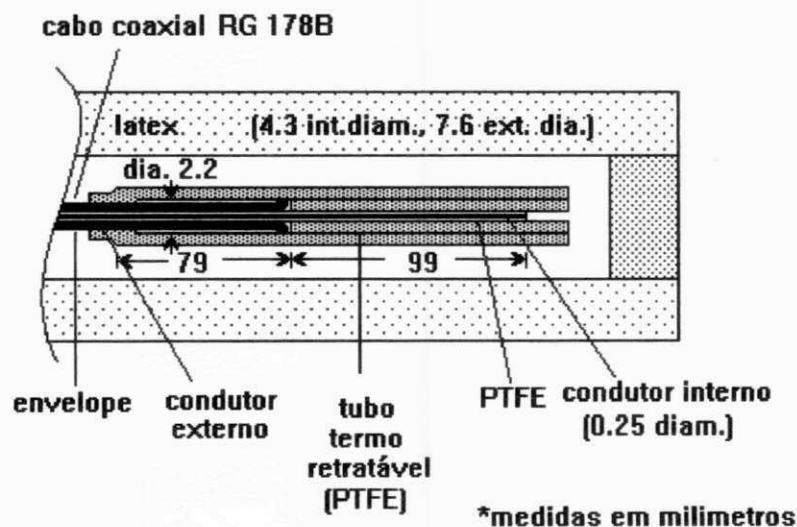


Figura 4.5 - Aplicador intersticial coaxial.

Em outros dispositivos, a antena é montada no interior de cateteres, onde há ainda sensores de temperatura. Esses aplicadores são normalmente utilizados em aberturas produzidas cirurgicamente.



## 4.2 - Sistema de termometria

As técnicas de termometria mais frequentemente utilizadas em sistemas de hipertermia clínica são baseadas em pontas de provas de medição invasivas. A medição de temperatura na presença de campos eletromagnéticos é difícil, principalmente pela perturbação introduzida pela sonda no campo. Alguns requisitos básicos para o sistema de termometria são [14]:

- Trauma aceitável para o paciente.
- Pequena perturbação no campo devido à presença da ponta de prova de medição.
- Faixa de controle e precisão.
- Estabilidade e tempo de resposta.
- Relação custo / desempenho.

Os principais tipos de sensores empregados incluem sensores de fibras ópticas, que possuem a vantagem de não interferir no campo eletromagnético, termoacopladores ou termopares de baixa impedância; radiômetro de infravermelho para medição de temperatura de forma não-invasiva, porém com pouca profundidade de penetração e termografia por microondas, que mede a radiação espontânea na faixa de microondas, emitida por corpos aquecidos. Ponderadas as vantagens e desvantagens de cada técnica, os fios termopares surgem como principais elementos de medição de temperatura, devido principalmente à possibilidade de se obter boa precisão de leitura com uma instrumentação relativamente simples. A interferência da ponta de prova sobre o campo pode ser minimizada através de um posicionamento daquela perpendicularmente a este último.

### 4.2.1 - Termopar

Um termopar consiste basicamente de dois metais dissimilares que produzem uma força eletromotriz quando as junções são expostas a diferentes temperaturas. A junta de medição, ou junta quente, é inserida no meio onde a temperatura deve ser medida. A referência, ou junta fria, é aberta e é normalmente conectada aos terminais do instrumento de medição. A Figura 4.5 mostra o termopar com a junta de medição e a junta de referência.

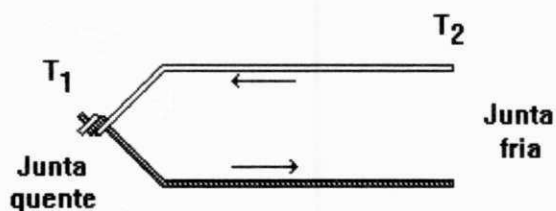


Figura 4.5 - Termopar

A força eletromotriz de um termopar aumenta com o aumento da diferença de temperatura entre as juntas quente e fria. Sendo assim, um instrumento sensível, capaz de medir ou amplificar a **f.e.m.** deve ser calibrado e usado para ler a temperatura. A Figura 4.6 mostra a **f.e.m.** produzida em função da temperatura medido para o termopar utilizado ( Cromel-Constantan tipo E ).

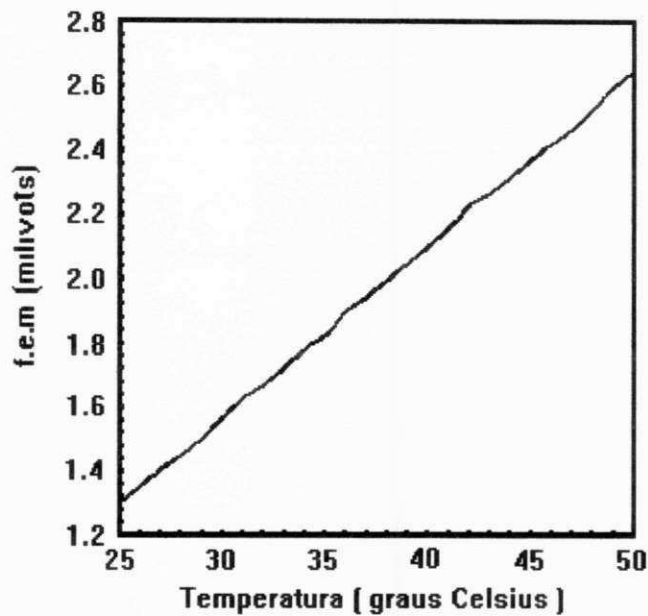


Figura 4.6 - Curva de calibração medida para o termopar utilizado.

#### 4.2.1.1 - Junção de referência

Para medição de temperatura absoluta, a junta fria ou de referência deve se manter numa temperatura constante. Em alguns casos, uma malha de compensação pode ajustar as variações de temperatura do meio. Havendo variações não compensadas na temperatura da junta de referência, ocorrerão variações de alguns milivolts na tensão produzida pelo termopar, resultando em erros na medição.

Em sistemas elétricos, a compensação da temperatura pode ser automática. Um termistor mede as variações da temperatura de referência e automaticamente ajusta o ganho do amplificador de modo a compensar a variação da f.e.m [44]. Devido aos baixos valores de tensão na entrada do amplificador, se faz necessário um ajuste de *off-set*, afim de evitar erros de leitura. A entrada do amplificador é ligada ao termopar, conforme ilustra a Figura 4.7.

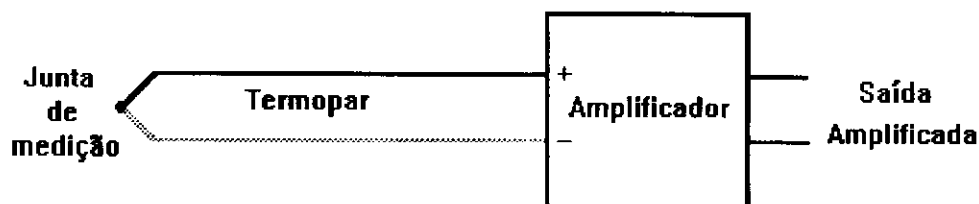


Figura 4.7 - Amplificador do termopar.

### 4.2.1.2 - Tipos de material

Dependendo do tipo de material empregado na confecção do termopar, a força eletromotriz produzida para uma mesma diferença de temperatura é diferente. Alguns materiais utilizados respondem com uma maior f.e.m. em baixos níveis de temperatura, enquanto outros não respondem na faixa de temperatura de interesse ( $T < 45\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). O quadro abaixo mostra os tipos mais comuns de material utilizados na construção de termopares.

TIPO	MATERIAL
Tipo J	Ferro-Constantan
Tipo K	Cromel-Alumel
Tipo T	Cobre-Constantan
Tipo E	Cromel-Constantan
Tipo S , R e B	Platina-Platina-Ródio

Tabela 4.2 - Tipos de termopares.

### 4.2.1.3 - Seleção do termopar

O material do termopar deve ser selecionado de acordo com as condições de sua aplicação, havendo necessidade de se conhecerem alguns itens básicos, tais como: Tipo de

fio, diâmetro, comprimento e proteção da junta quente, faixa de temperatura de interesse e velocidade de resposta.

Nos sistemas de hipertermia, deve-se levar em conta a influência do sensor sobre o campo. A posição do elemento sensor em relação ao campo pode diminuir a influência daquele sobre o campo. Uma outra consideração importante é o diâmetro do fio utilizado. Os fios de diâmetros menores são utilizados quando se requer uma maior sensibilidade e velocidade de resposta, o que os torna atrativos para utilização em sistemas de hipertermia.

O quadro da Figura 4.8 mostra os diversos tipos de termopares e a faixa de temperatura onde se conseguem melhores respostas. Nota-se que, para a faixa de temperatura de interesse ( 25 a 50 ° C ), alguns termopares não são de uso recomendável, como os de Cromel-Alumel ( tipo K ) e Platina-Platina Rhodio ( tipos R, S e B ). O termopar selecionado para a aplicação foi o Cromel-Constantan tipo E.

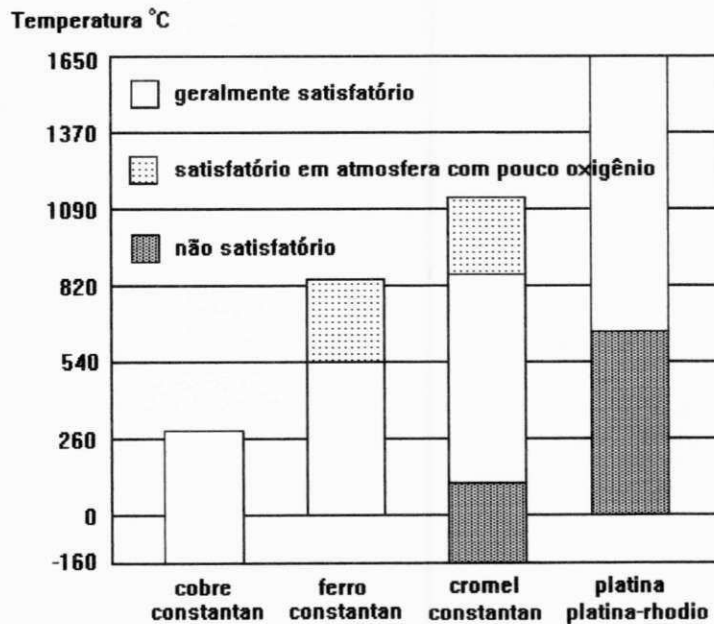


Figura 4.8 - Seleção de termopares.

### **4.3 - Conclusão**

Os termopares podem ser eficientemente utilizados em sistemas de hipertermia por campos eletromagnéticos. Como este sensor é composto de metais, êle pode perturbar a distribuição do campo ou mesmo produzir indução do campo, o que pode comprometer a precisão da leitura. Uma maneira de evitar esses problemas é utilizar o termopar numa posição ortogonal ao campo e desligar o gerador durante a leitura de temperatura. A potência a ser fornecida pelo gerador é função da distribuição de temperatura presente no tecido, advindo daí a importância de um sistema de termometria eficiente.

## **Capítulo 5**

# **Desenvolvimento do Protótipo do Sistema de Hipertermia por Microondas.**

Este capítulo descreve o desenvolvimento do protótipo do sistema de hipertermia por microondas. O protótipo construído consiste, basicamente, de um gerador de potência de microondas, acompanhado de um sistema de controle por computador, capaz de realizar aquisições dos principais parâmetros do sistema e atuar sobre o gerador, de forma a manter o sistema funcionando dentro das características desejadas. A Figura 5.1 ilustra o diagrama de blocos do sistema desenvolvido.



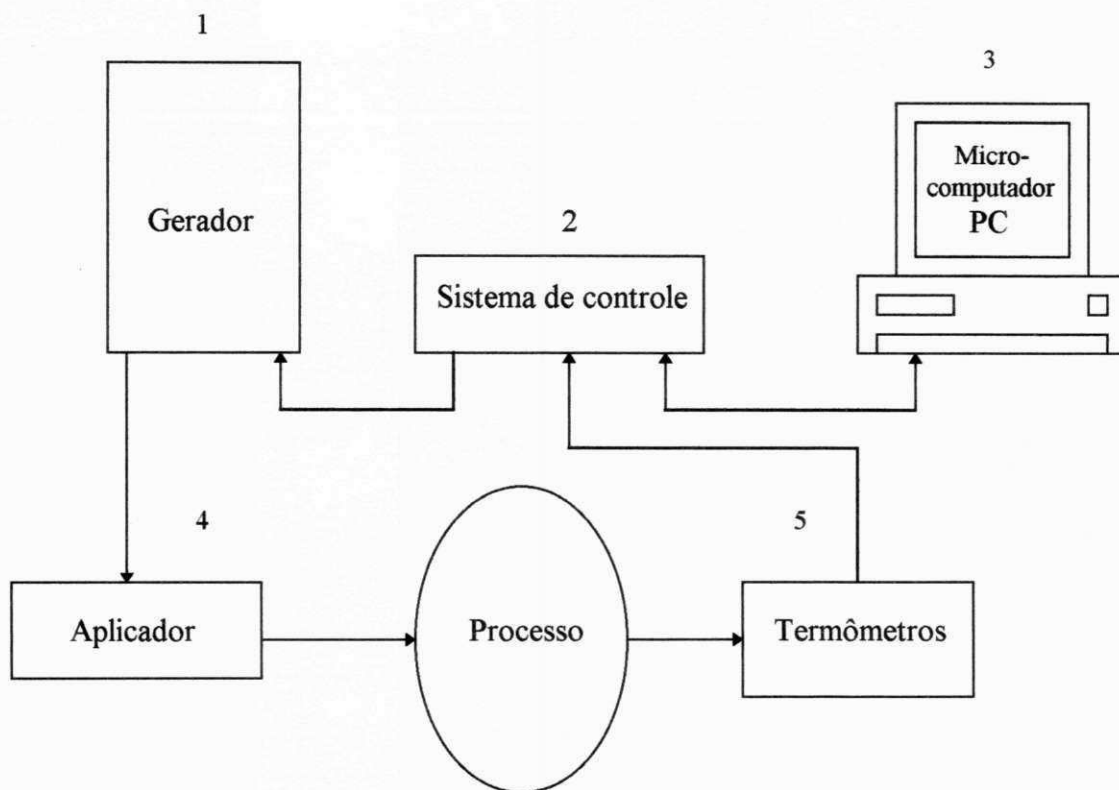


Figura 5.1 - Diagrama de blocos do sistema desenvolvido.

O sistema desenvolvido consiste de:

- 1 - **Gerador de potência:** Fornece a energia de microondas.
- 2 - **Sistema de controle:** Capta os parâmetros do sistema e os fornece ao computador, além de atuar sobre o gerador.
- 3 - **Microcomputador PC:** Trata os dados enviados pelo sistema de controle, processa-os e fornece as diversas informações ao operador.

- 4 - **Aplicador:** Transfere a energia produzida pelo gerador ao tecido, onde ela é convertida em calor.
- 5 - **Termômetros:** Fornecem ao sistema de controle informações a respeito da temperatura do processo.

## 5.1 - Concepção do gerador de microondas

Os níveis de complexidade dos sistemas de aquecimento por microondas são bastante diversificados. A adaptação de modelos convencionais utilizados em alguns equipamentos (como fornos domésticos, por exemplo.) mostrou-se uma possibilidade factível. As características operacionais exigidas para o gerador de potência são:

- Potência de saída continuamente ajustável ( 0 à 800 W).
- Frequência de trabalho de 2450 MHz.
- Estabilidade de frequência e potência.
- Facilidade de operação.
- Modos de operação manual e automático.
- Facilidade de adaptação a diversos tipos de aplicadores.

Todas essas características são alcançadas com configurações de circuitos à base de válvulas tipo magnetron. Os requisitos de operação do magnetron e considerações sobre os circuitos de alimentação foram desenvolvidos no capítulo 3 deste trabalho. A Figura 5.2 mostra o circuito completo utilizado.

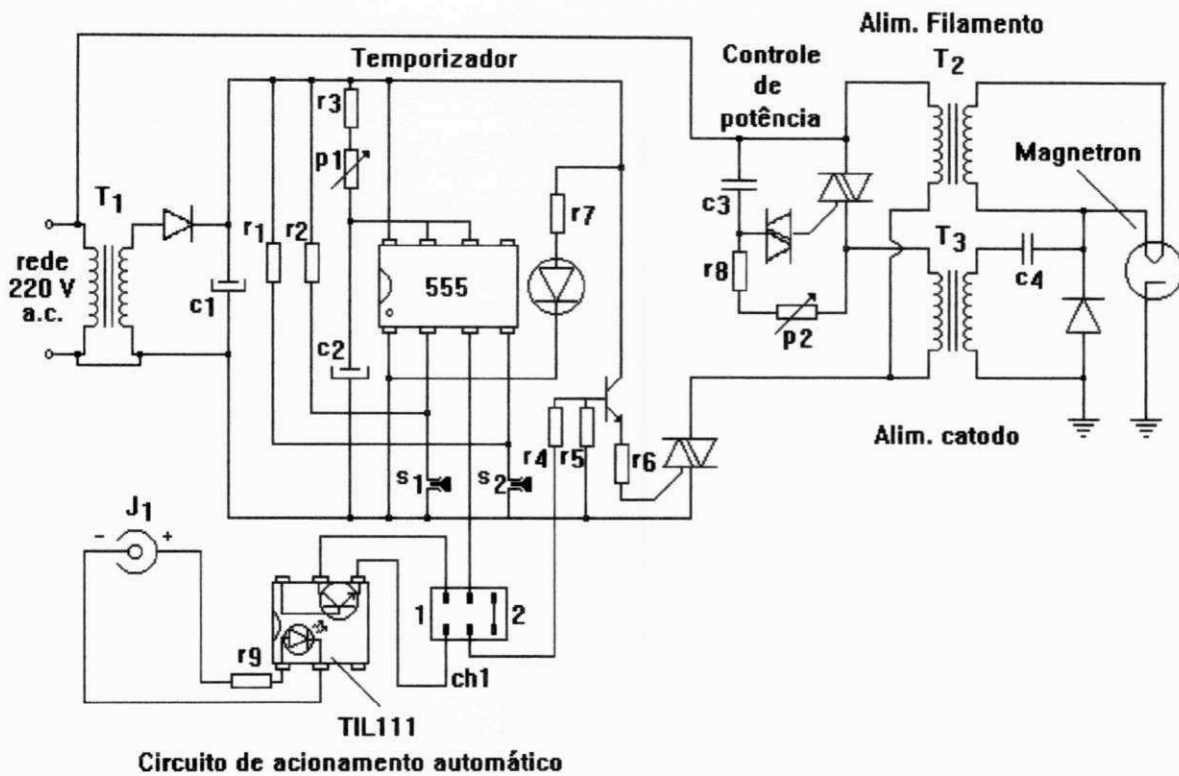


Figura 5.2 - Circuito completo do gerador de microondas.

Pode-se observar que o gerador está subdividido em 5 partes: o circuito temporizador, o circuito de controle de potência, a alimentação do filamento, a alimentação do anodo e o circuito de acionamento automático.

O temporizador tem como base o CI 555, que possui boa estabilidade nas condições de funcionamento. A base de tempo é formada por  $r_3$ ,  $p_1$  e o capacitor  $c_2$ . O ajuste de tempo é feito no potenciômetro  $p_1$ , no painel do equipamento. As chaves  $s_1$  e  $s_2$  são do tipo *push-botton*, e também são dispostas no painel frontal do equipamento, tendo por finalidade, respectivamente, “armar” e “desarmar” o temporizador. O nível de saída (alto no estado “armado”) gatilha o *triac* que fecha o circuito de alimentação dos transformadores do

magnetron. O LED colocado entre o transistor de saída e o terra, indica o estado de espera (*stand-by*) do gerador.

O circuito de controle de potência consiste de um gerador de pulsos aplicado ao *gate* de um *triac*. A base de tempo desse circuito é composta pelo capacitor  $c_3$  e os resistores  $p_2$  e  $r_8$ . Variando-se a base de tempo do oscilador, varia-se o ângulo de disparo do *triac* e, conseqüentemente, a tensão de saída do circuito. O potenciômetro  $p_2$  está disposto no painel frontal do equipamento e tem a função de variar a potência de saída.

Observa-se ainda, do circuito da Figura 5.2, que o circuito de controle de potência varia apenas a tensão do transformador de alta tensão da fonte do magnetron, responsável pela alimentação do catodo, já que o filamento do magnetron deve ser mantido sempre com nível de 3,15 Vac.

A variação de tensão produzida pelo circuito de controle de potência é refletida na tensão de saída do dobrador de meia-onda para alimentação do conjunto anodo/catodo do magnetron, o que faz variar a potência de RF na sua saída.

A chave  $ch_1$ , disponível no painel frontal do equipamento, seleciona o modo de operação entre dois possíveis: 1 - automático e 2 - manual. No modo manual, a saída do temporizador é conectada diretamente ao conjunto de gatilhamento do *triac*, o que deixa o controle de liga/desliga da potência de RF a cargo da chave  $s_2$ , que desarma o temporizador. Operando em modo automático, um fotoacoplador comuta a potência de RF através de um nível alto aplicado à entrada  $J_1$ . Este nível é produzido pelo sistema de controle. Quando o sinal aplicado a  $J_1$  tem nível baixo o fotoacoplador fica aberto e, mesmo que a saída do temporizador tenha nível alto, o *triac* continuará desarmado e a válvula não oscilará.

O gráfico da Figura 5.3 mostra o comportamento da tensão de ânodo em função da potência de saída para o gerador. A carga utilizada na medição foi o aplicador tipo antena helicoidal, utilizada de uma outra dissertação de mestrado [12].

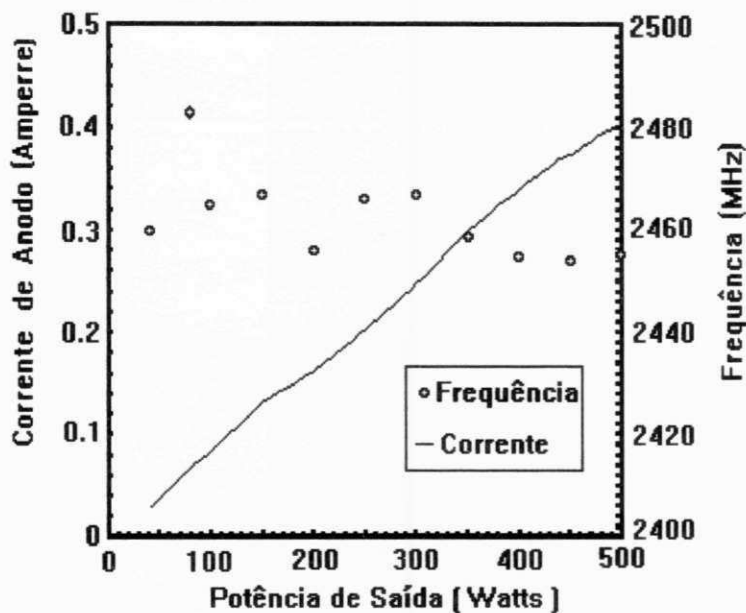


Figura 5.3 - Corrente de ânodo versus potência e frequência para o gerador.

## 5.2 - Sistema de controle

O sistema de controle do gerador de microondas consiste basicamente de um circuito capaz de medir a temperatura do tecido aquecido, fornecer estas informações ao microcomputador e efetuar o comando da potência de RF de saída. O diagrama de blocos do sistema de controle desenvolvido é mostrado na Figura 5.4

### 5.2.1 - O Circuito para medição de temperatura

Embora fora da faixa de recomendação, o termopar utilizado tem a vantagem de apresentar uma menor condutividade, em relação aos demais. Esta é a principal

característica exigida do elemento sensor de temperatura para se ter uma menor perturbação do campo aplicado.

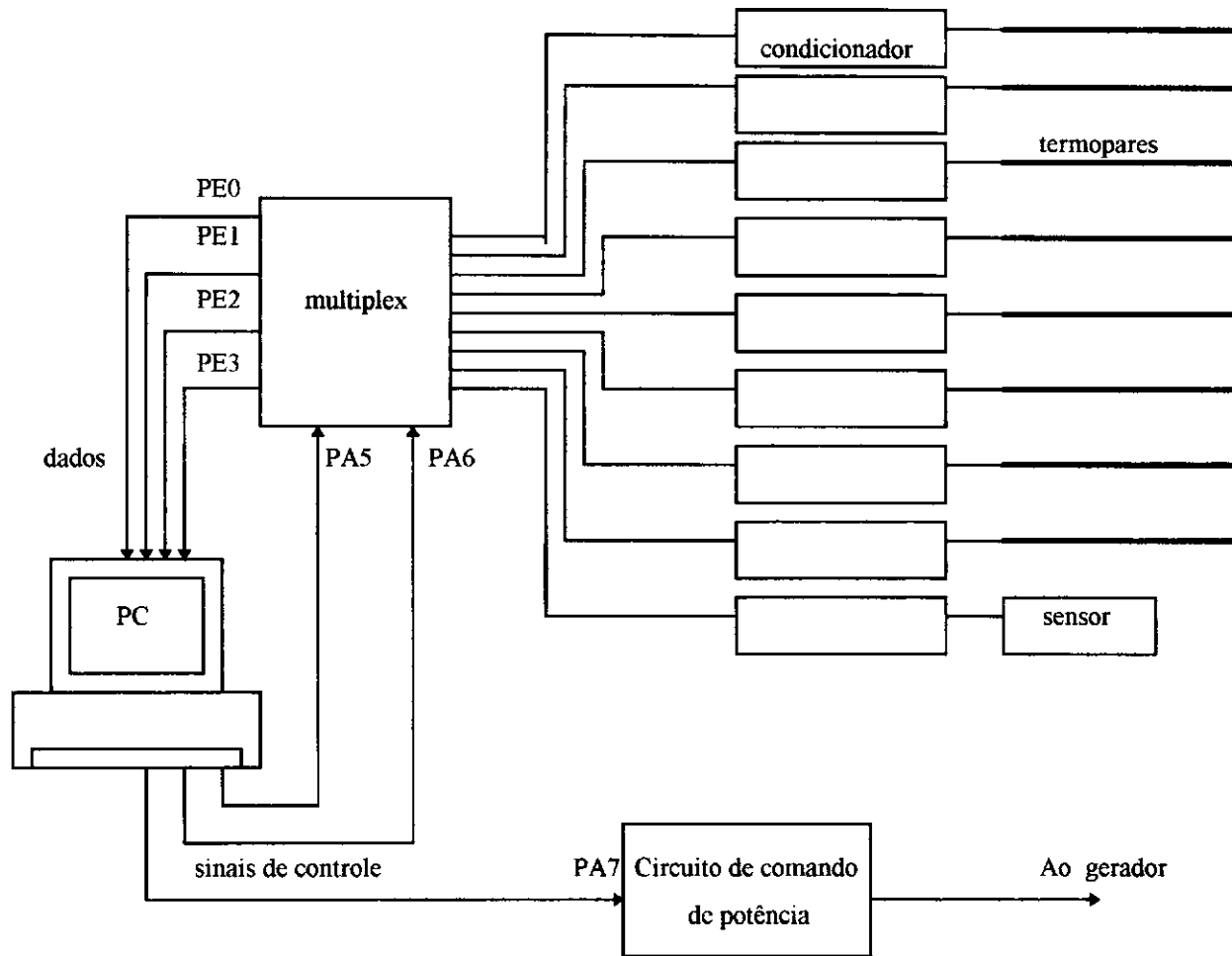


Figura 5.4 - Diagrama de blocos do sistema de controle.

O baixo nível de tensão produzido pelo termopar, quando utilizado na faixa entre 36 a 44°C, que é a faixa de interesse, pode ser elevado por amplificadores operacionais de alta qualidade ( baixa deriva térmica ). No entanto, a compensação da junta fria se torna mais complexa, devido à subtração do nível equivalente à temperatura ambiente, medida por um circuito de referência ( à base de transistor ), com o nível produzido pelo termopar. Esta subtração é realizada na junta fria do termopar. O circuito utilizado para amplificar o nível produzido pelo termopar é mostrado na Figura 5.5.

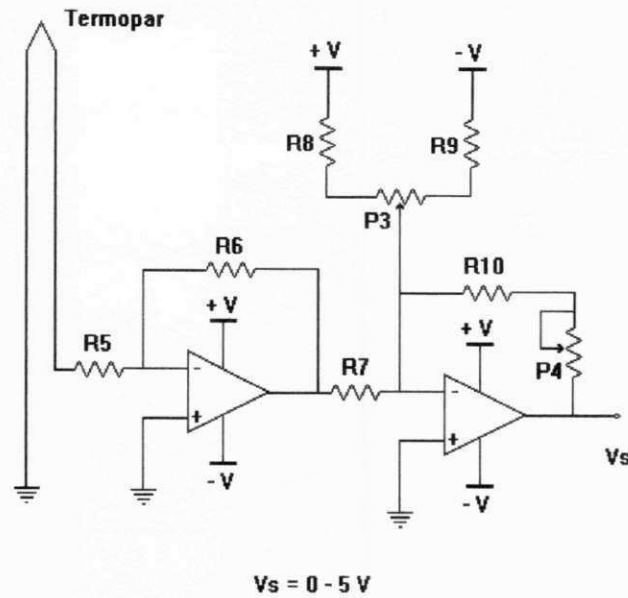


Figura 5.5 - Circuito do amplificador do termopar.

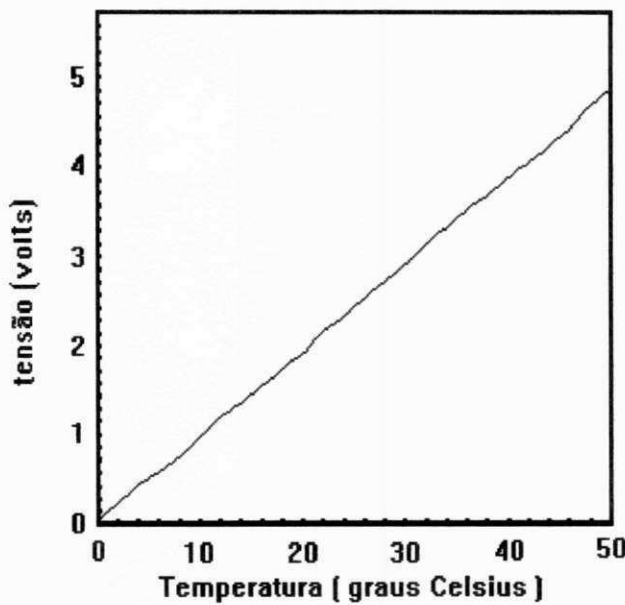


Figura 5.6 - Temperatura versus tensão para o amplificador.

O nível produzido pelo termopar ( $T_q - T_a$ ) é elevado por intermédio de um amplificador inversor, formado pelos resistores R6 e R5, além do operacional. A saída produzida varia, aproximadamente, entre 100 mV e 800 mV. O outro conjunto possui um ajuste de *offset*, formado pelo potenciômetro P3 e os resistores R8 e R9. O potenciômetro



P4 ajusta o ganho da saída, de forma a manter o nível de saída variando entre 0 e 5V, quando a entrada varia entre 0 e 50°C. O amplificador operacional utilizado foi do tipo TL 084 de alto desempenho (amplificador para instrumentação). O gráfico da Figura 5.6 mostra a característica de transferência ( temperatura versus tensão de saída ) medida para o circuito do termopar, com a junta de referência a 0°C.

Para efetuar a compensação da junta de referência, optamos por utilizar um medidor à base de transistor, obtendo um nível entre 0 e 5V para o sinal medido ( correspondente à temperatura ambiente ). O nível medido é enviado à placa de aquisição de dados, onde servirá para compensar o sinal enviado pelos termopares ( compensação por *software* ). O circuito utilizado para medição da temperatura é mostrado na Figura 5.7.

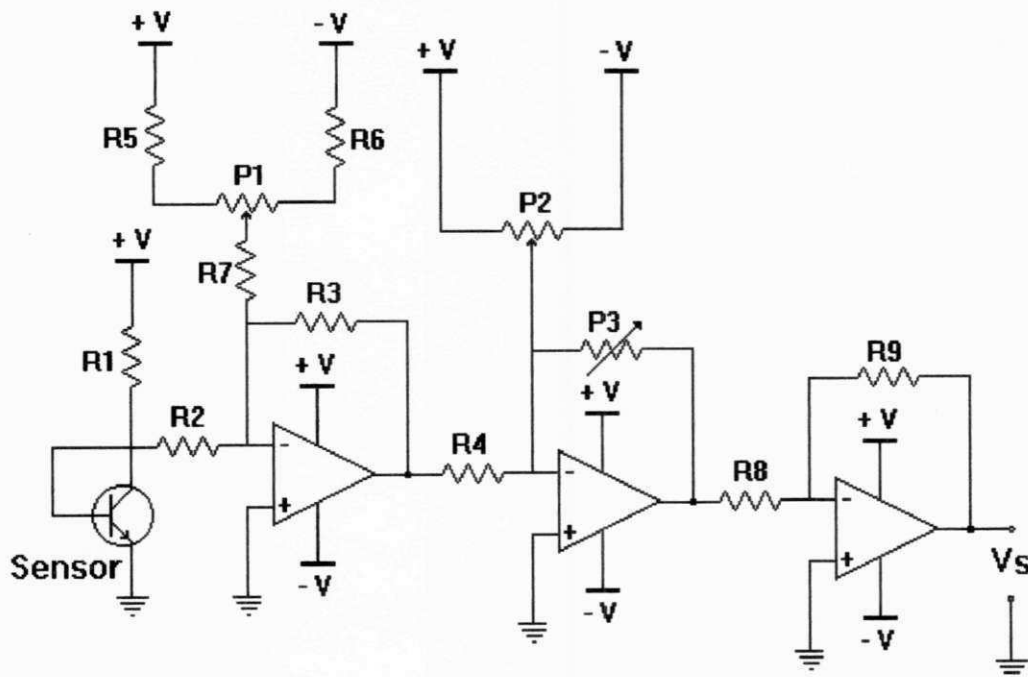


Figura 5.7 - Circuito para medição da temperatura ambiente.

O transistor utilizado foi o 2N2222, que tem boa linearidade da tensão VBE com a temperatura. O nível de saída é ajustado pelo potenciômetro P3, devendo ser ajustada para um nível entre 0 e 5 V, quando a temperatura varia entre 0 e 50°C. Os potenciômetros P1 e P2 ajustam a tensão de *offset* do amplificador.

### 5.2.2 - Multiplexação dos canais de entrada

A placa de aquisição de dados utilizada comporta 4 canais de entrada. Como o sistema proposto possui 8 canais de temperatura, além da medição da temperatura ambiente, torna-se necessário a utilização de um circuito multiplex, que seleciona os canais a serem medidos. O circuito utilizado tem como base a chave analógica CA4053, que seleciona um entre dois canais de entrada. A seleção de endereço é realizada por portas de comunicação da placa de aquisição ( bits PA5 e PA6 ) , sendo efetuadas por *software*. O circuito multiplex utilizado é mostrado na Figura 5.8.

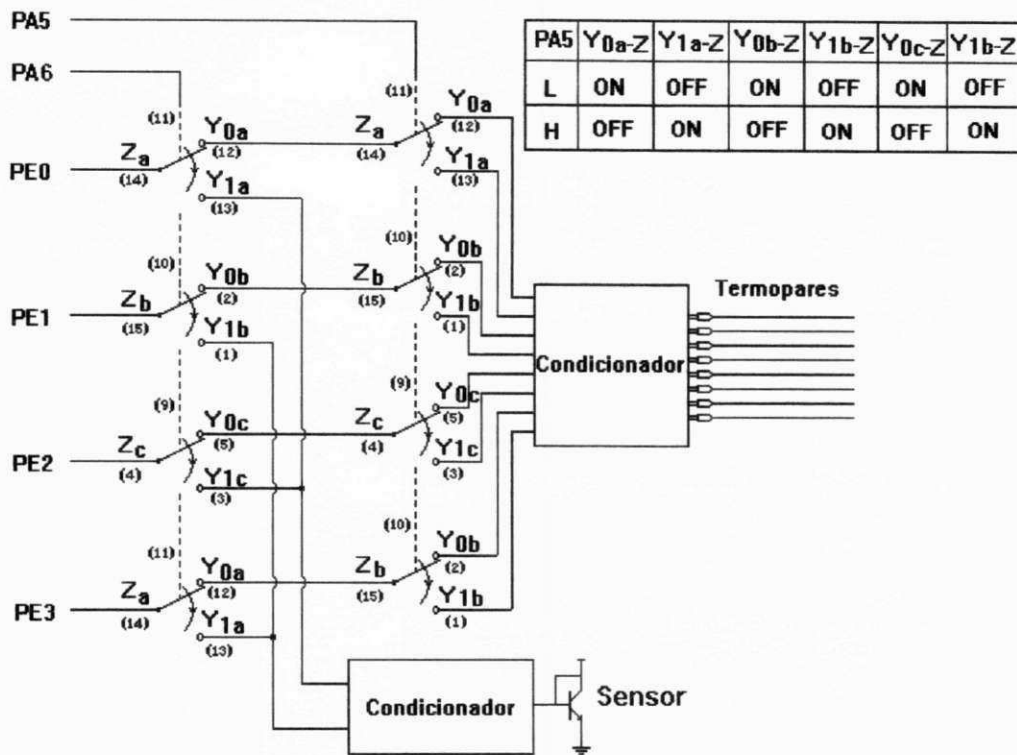


Figura 5.8 - Circuito multiplex.

### 5.2.3 - Circuito de controle da potência

O controle de potência utilizado no sistema é do tipo *on/off*. O nível deve ser ajustado inicialmente no gerador, ficando o sistema de controle responsável pela medição da temperatura no tecido por, comparar o valor medido com uma referência preestabelecida e por atuar ligando ou desligando o gerador. Tal comando é enviado pelo *software* de controle à placa de aquisição de dados. A porta de saída utilizada é a porta PA7. Quando PA7 = 1, o gerador deve ser ligado; se PA7 = 0, o gerador deve ser desligado. Como o circuito do gerador utiliza um terra virtual na alimentação, optou-se pela utilização de um acoplador ótico ligado à uma chave analógica. O circuito de acionamento é mostrado na Figura 5.9.

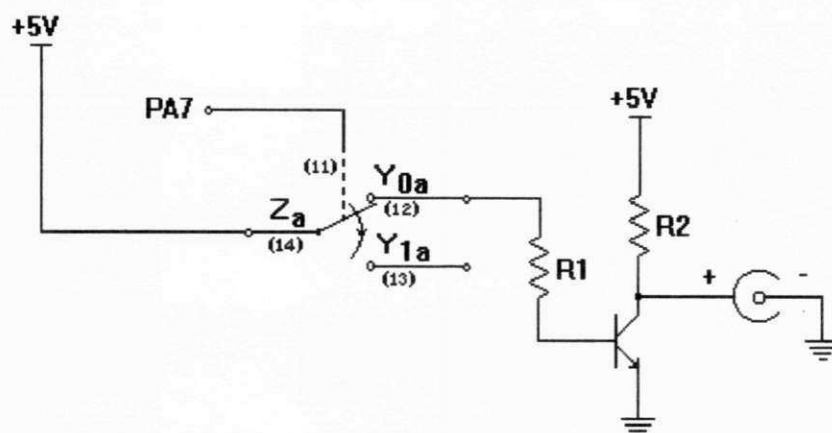


Figura 5.9 - Circuito de acionamento do controle de potência.

### 5.2.3 - Sistema de aquisição de dados

O sistema de aquisição de dados é constituído, basicamente, por uma placa inteligente para aquisição de dados implementada a partir do microcontrolador Motorola<sup>®</sup> MC68HC11, compatível com vias PC XT/AT compatível. Esta Placa foi desenvolvida no Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle do DEE/UFPB [50].

Um critério fundamental para escolha dessa placa é que os sistemas de aquisição de dados convencionais ( placas A/D ) que utilizam microcomputadores PC, possuem configurações de *hardware* que as tornam totalmente dependentes da CPU do microcomputador. Assim, todas as atividades executadas pela placa A/D são comandadas diretamente pelo programa em execução no PC. Numa placa inteligente, o microcontrolador é responsável pelo gerenciamento do sistema de aquisição, através de um *software* próprio. Isto permite liberar a CPU do microcomputador para execução de outras tarefas, em paralelo com a coleta de dados do processo.

### 5.2.3.1 - Arquitetura básica

A placa inteligente para aquisição de dados utilizada tem uma configuração de *hardware* bastante simplificada, devido à utilização do microcontrolador.

O MC 68HC11 é um microcontrolador de 8 bits, fabricado com tecnologia HCMOS (CMOS de alta densidade), que possui 8 Kbytes de memória ROM, 512 bits de EEPROM e 256 bytes de memória RAM estática, operando numa frequência de 2 MHz. O chip possui ainda quatro canais de conversão analógico/digital, com 8 bits de resolução cada, um sistema de interface para comunicação (portas E/S), interfaces para comunicações com periféricos e um sistema de temporização de 16 bits. O mapeamento da memória do 68HC11 é apresentado no APÊNDICE C.

A Placa possui ainda uma memória EPROM de 8 K bytes (endereço \$E000 a \$FFFF), onde é armazenado o seu programa de inicialização, 8 K bytes de memória RAM (endereço \$C000 a \$DFFF), utilizada como memória de trabalho para execução do programa de aquisição de dados, duas memórias compartilhadas (RAM) de 8 Kbytes cada (endereço \$6000 a \$7FFF), responsáveis pela comunicação e troca de informações do microcontrolador e o PC, lógica de endereçamento das memórias compartilhadas e lógica do protocolo de comunicação. A Figura 5.10 mostra o diagrama de blocos da arquitetura básica da placa.

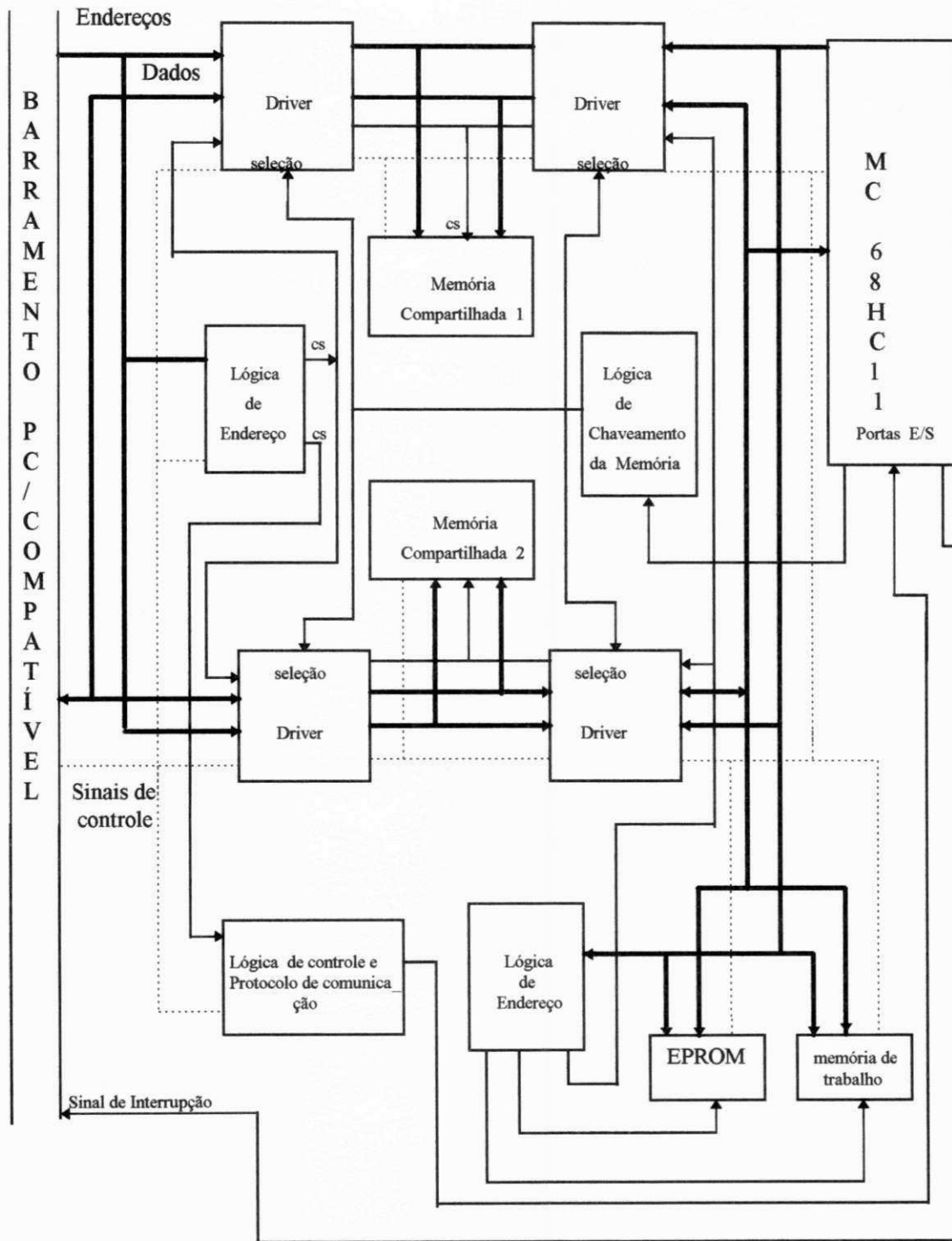


Figura 5.10 - Diagrama de blocos da placa de aquisição de dados.

O conversor A/D do microcontrolador é unipolar e proporcional. Utiliza a técnica de aproximações sucessivas para efetuar a conversão do sinal analógico numa palavra de 8 bits. Uma tensão de entrada ( analógica ) com valor entre os níveis de referência  $V_{rl}$  e  $V_{rh}$  é convertida em palavras entre \$00 e \$FF. As tensões de referência estabelecidas são  $V_{rl} = 0$  V e  $V_{rh} = + 5$  V. O tempo de conversão de cada canal ocupa 32 ciclos do relógio.

### **5.2.3.2 - Descrição e funcionamento da placa para aquisição de dados**

A comunicação entre o microcontrolador e o PC é realizada através da memória compartilhada. Existem duas dessas memórias superpostas no mesmo endereço físico, cujo acesso é excludente. Quando a memória compartilhada 1 está disponível para o microcomputador PC, a 2 está para o microcontrolador e vice-versa. O chaveamento da memória fica a cargo do 68HC11 e é comandado a partir de uma operação de escrita ( nível 1 ) ou leitura ( nível 0 ), no endereço correspondente ao circuito da lógica de protocolo de comunicação.

O *software* de alto nível, responsável pelo processamento dos dados do processo, escreve ( copia ) na memória compartilhada disponível para o PC o programa de aquisição de dados. Após esta operação, ele envia um comando para o microcontrolador efetuar o chaveamento da memória. O programa de inicialização, armazenado na EPROM, transfere o mesmo para a memória de trabalho. A execução do programa de aquisição de dados pode ser imediata ou sob comando do PC ( através de uma operação de leitura/escrita na lógica do protocolo de comunicações ). Os dados coletados quando da execução do programa para aquisição de dados são armazenados na memória compartilhada disponível para o microcontrolador.



Após a coleta de dados, o microcontrolador realiza o chaveamento da memória e gera uma interrupção (IRQ3) no PC, indicando que os dados coletados estão dispostos na memória compartilhada disponível para o PC. O programa de alto nível faz o reconhecimento e tratamento da interrupção, efetuando a leitura dos dados da memória compartilhada, armazenando-os em dispositivos de memória de massa.

### **5.2.3.3 - Programa para aquisição de dados**

O programa responsável pelo gerenciamento e aquisição de dados da placa inteligente deve ser carregado na memória de trabalho da placa pelo programa responsável pelo tratamento de dados (programa em linguagem de alto nível).

Inicialmente são definidos os endereços e parâmetros utilizados, bem como os vetores de inicialização das variáveis. Para evitar interferência de RF durante a medição da temperatura, desliga-se o gerador antes de efetuar a leitura das entradas. Este desligamento é efetuado colocando a porta PA7 em nível baixo. As saídas PA5 e PA6 são utilizadas como portas de seleção para o multiplex. Após a medição dos canais de temperatura, o programa espera o comando do PC para ligar ou não o gerador. Esta decisão é tomada de acordo com uma máscara carregada na memória compartilhada pelo programa de alto nível, no endereço C000. O valor AA liga o gerador, enquanto FF desliga. Quando é efetuado o chaveamento da memória, os dados coletados ficam disponíveis para o PC e a máscara de comando do gerador se volta para o microcontrolador.

Após a leitura das entradas e comando do gerador de RF, é gerada uma interrupção IRQ3 para o PC, colocando a porta PA3 em nível alto. Neste instante, o *software* de alto nível, responsável pelo tratamento dos dados coletados, efetua o reconhecimento e processa o tratamento da interrupção. O programa de aquisição de dados espera um comando do PC

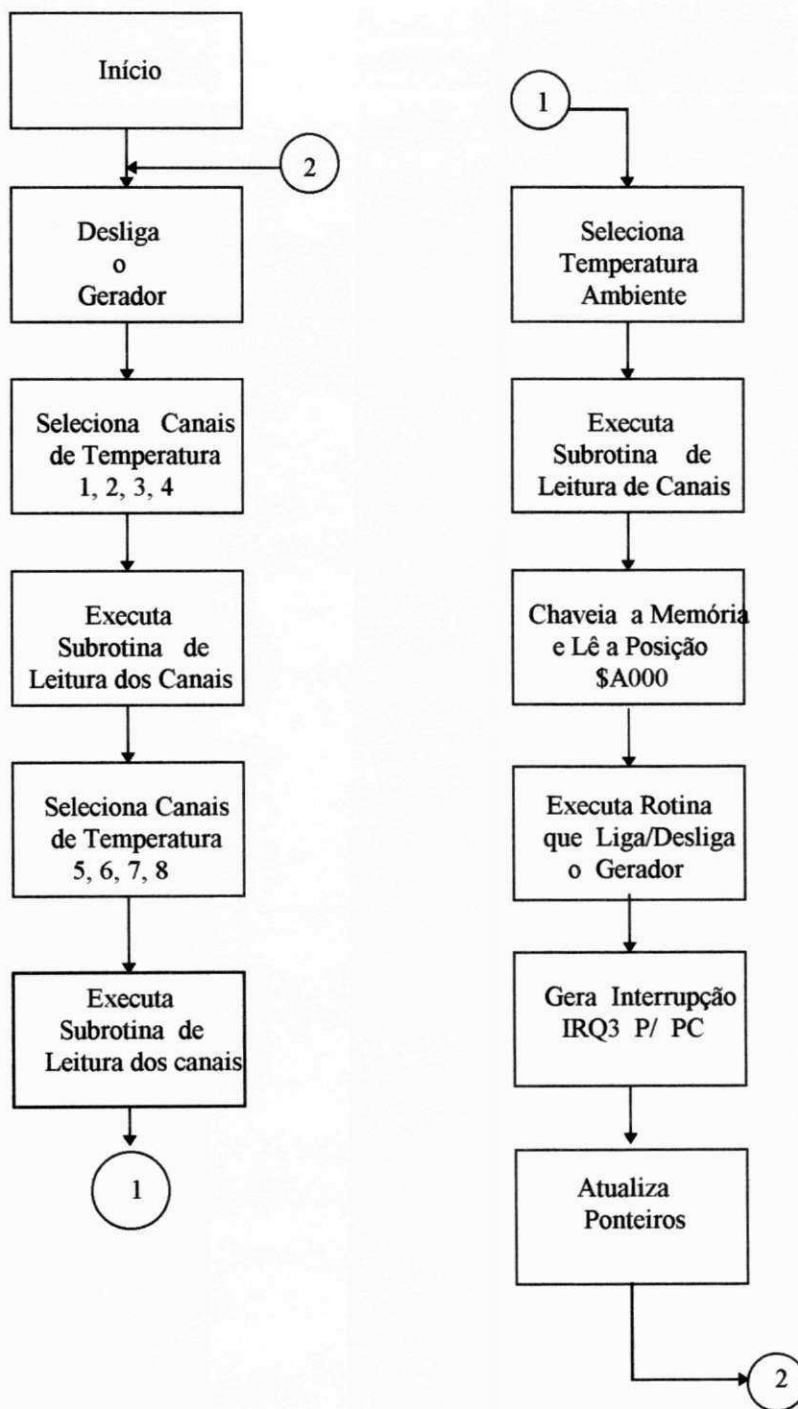


Figura 5.11 - Fluxograma do programa de aquisição de dados.

(que coloca o bit PA0 em nível alto) para iniciar uma nova leitura. Ao receber o comando, restaura-se os ponteiros e reiniciam-se as variáveis, iniciando um novo ciclo da aquisição. O fluxograma do programa de aquisição de dados é mostrado na Figura 5.11.

O programa de aquisição de dados é montado em linguagem Assembly para o 68HC11, compilado através do montador AS11, que gera um programa com extensão .S19. A partir do programa GERS19 o mesmo é compilado. O APÊNDICE E mostra a listagem do programa para aquisição de dados (AQUIS.ASC).

### **5.2.3.4 - Programa de controle**

O programa de controle é responsável pelo gerenciamento do sistema como um todo, processando as dados provenientes da placa de aquisição de dados, efetuando o comando liga/desliga do gerador e promovendo a interface com o operador. A linguagem de programação utilizada foi a Linguagem C, devido principalmente à facilidade de manipulação dos dados na memória ( leitura/escrita ).

Inicialmente, o programa de aquisição de dados ( S19.COM ), disponível no diretório raiz, é carregado na posição de memória C000. Neste instante, o programa de controle envia um comando ao microcontrolador para que ele possa realizar o chaveamento da memória, carregando o programa S19.COM na memória de trabalho. O processo de escrita no endereço da lógica de chaveamento de memória efetua o chaveamento da memória. Com isso, a placa fica pronta para iniciar a aquisição e espera o envio do comando para o início do processo. Este comando é dado à vontade do operador, através do teclado, que produz um processo de leitura no endereço correspondente a lógica de chaveamento da memória.

Enviado o comando para o início da aquisição, o programa de aquisição de dados presente na placa é executado, escrevendo na memória ( voltada para placa ) os valores obtidos nas portas de entrada. A seqüência da leitura na memória é mostrada abaixo.

Endereço	Conteúdo
A000:0000	Temperatura do termopar 1
A000:0001	Temperatura do termopar 2
A000:0800	Temperatura do termopar 3
A000:0801	Temperatura do termopar 4
A000:1000	Temperatura do termopar 5
A000:1001	Temperatura do termopar 6
A000:1800	Temperatura do termopar 7
A000:1801	Temperatura do termopar 8
A000:1802	Temperatura ambiente

No final da execução do programa de aquisição de dados é gerada uma interrupção (IRQ2) para o PC. O tratamento da interrupção é feito pelo programa de controle, que efetua a leitura dos conteúdos de memória, efetuando a conversão e mostrando o resultado na tela de saída do programa. Os valores de temperatura são comparados aos das referências, verificando a necessidade de manter o gerador ligado ( no caso da temperatura estar abaixo do valor preestabelecido ) ou de desligá-lo, quando o valor da temperatura estiver abaixo daquele fixado. A indicação da condição do gerador é feita mediante uma máscara que é escrita na memória e é colocada à disposição da placa, quando do chaveamento da memória. Toda operação é repetida após um período pré-definido de 9s [14], podendo ser interrompida pela vontade do operador, através do teclado. A Figura 5.12 mostra o diagrama de fluxo do programa de controle.

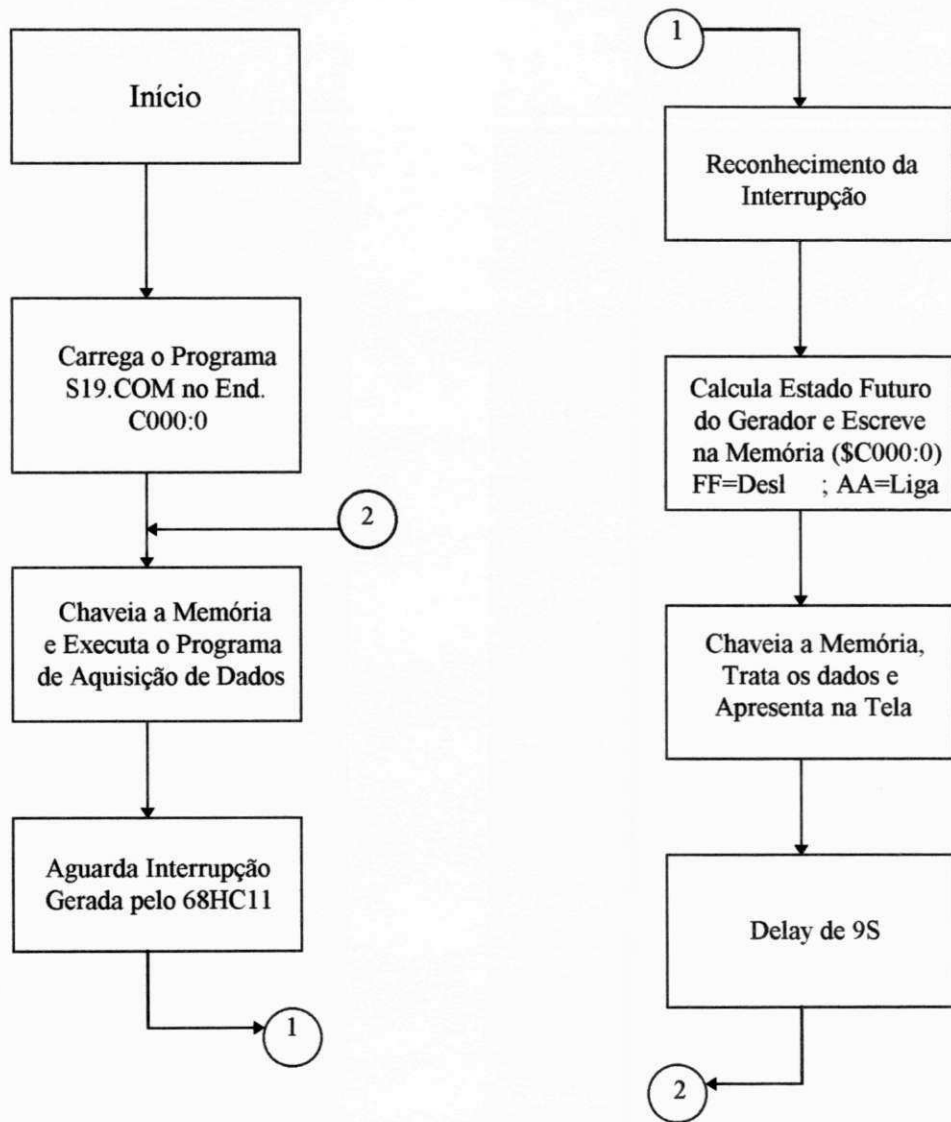


Figura 5.12 - Fluxograma do programa de controle.

A eficiência da conversão dos dados é comprovada pelos gráficos das Figuras 5.13, 5.14, 5.15 e 5.16. Estes gráficos mostram a tensão de entrada versus valor mostrado na tela, para cada canal da placa de aquisição de dados.

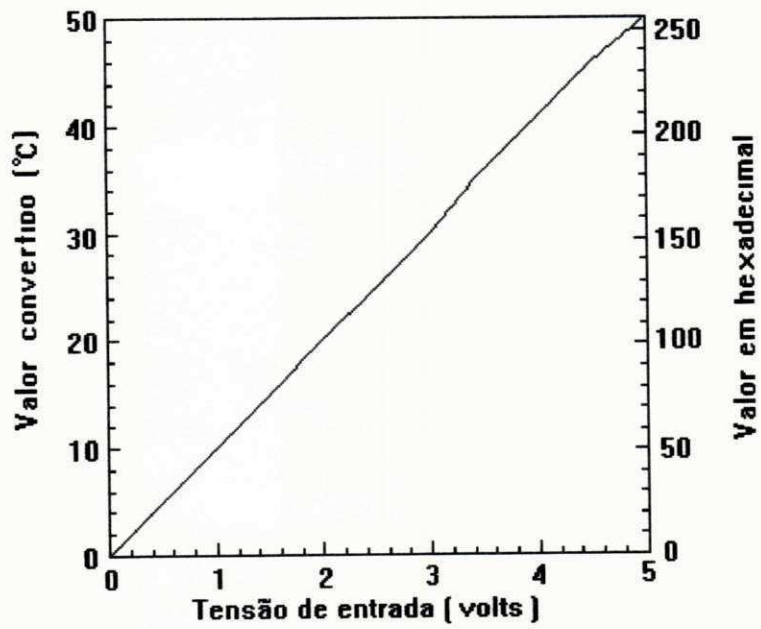


Figura 5.13 - Eficiência de conversão para o canal 1.

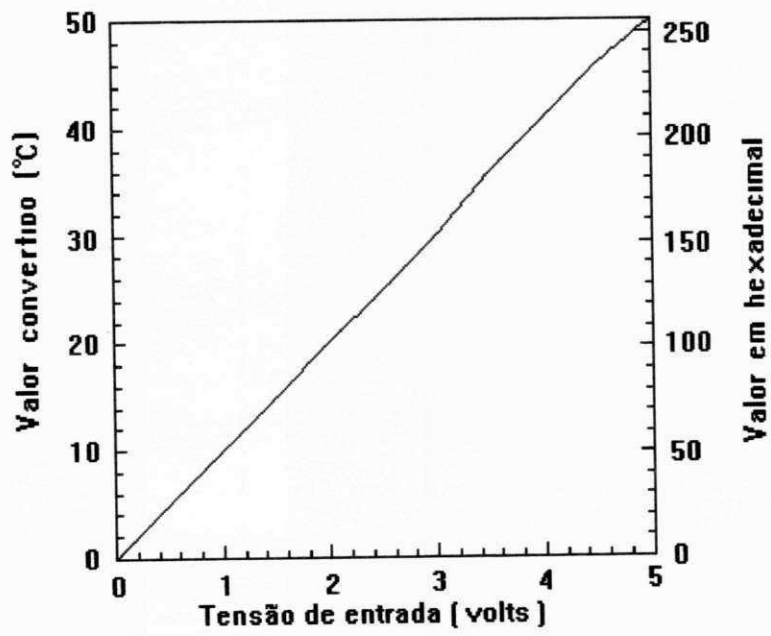


Figura 5.14 - Eficiência de conversão para o canal 2.



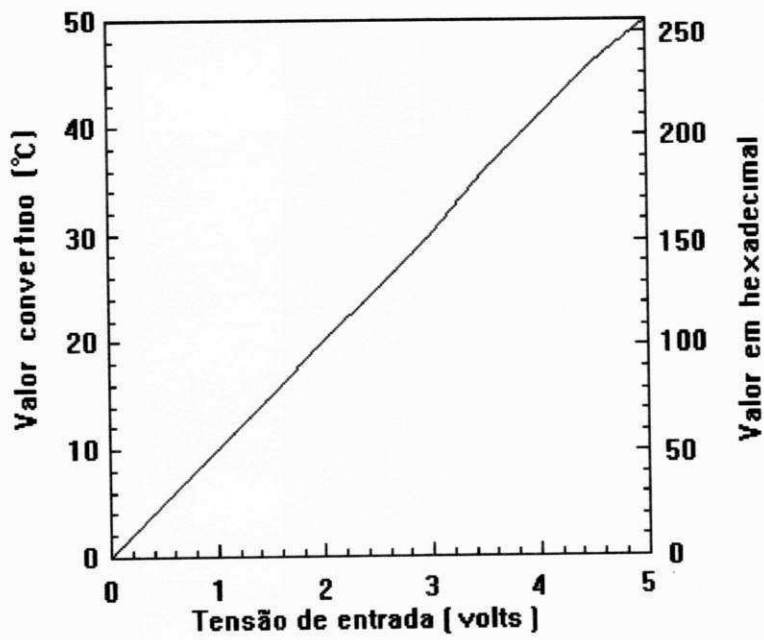


Figura 5.15 - Eficiência de conversão para o canal 3.

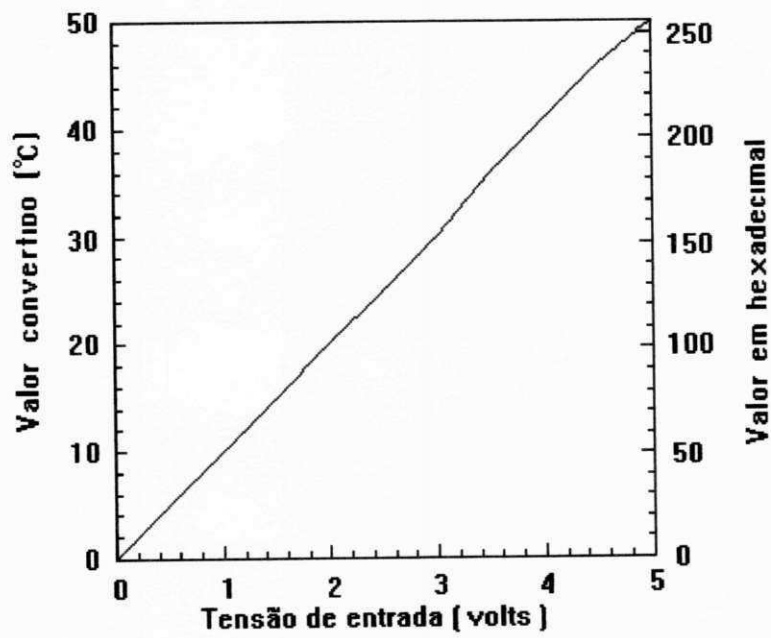


Figura 5.16 - Eficiência de conversão para o canal 4.

# Capítulo 6

## Conclusão

Foram apresentados os diversos aspectos envolvidos na construção e medidas de um protótipo de sistema de hipertermia por microondas. Tal desenvolvimento visa obter um sistema automático capaz de prover o aquecimento necessário ao tecido biológico.

A literatura consultada destaca as vantagens da utilização da técnica de hipertermia, principalmente quando utilizada em conjunto com outras técnicas terapêuticas de tratamento de câncer [4] - [10].

A complexa variação das propriedades dielétricas do tecido, principalmente com a frequência, temperatura, tipo e polarização sugere a necessidade de uma maior investigação no modelamento do tratamento. Observa-se também uma grande variação dos mecanismos de relaxação com a frequência. [20]

Os diferentes valores da constante dielétrica dos tecidos, bem como a orientação do campo em relação às interfaces das camadas resulta em diferentes valores de temperatura nas várias regiões irradiadas. Os tecidos sadios, normalmente melhor irrigados pelo sangue, atingem temperaturas sempre menores que aquelas do tecido tumoral. Os tumores mais profundos devem ser atingidos com campos de menores frequências.

Os padrões de segurança para paciente e população devem ser mantidos dentro dos parâmetros estabelecidos por organismos internacionais.

A utilização de magnetrons na construção do gerador de potência é uma solução de baixo custo e boa eficiência. No entanto, outras faixas de frequências ( mais baixas ) devem ser utilizadas para se obter uma maior profundidade de penetração do campo.

A utilização do computador no controle do sistema permitiu maior versatilidade e confiabilidade quando da aplicação da hipertermia. A monitoração da temperatura é um aspecto importante do tratamento e deve ser realizada no tumor e nos tecidos sadios circunjacentes.

O controle de potência utilizado ( *on/off* ) chaveia o funcionamento do magnetron, o que produz variações da corrente de alimentação do gerador durante o regime transitório, podendo aumentar a potência do sinal de RF de saída durante intervalos de tempo muito curtos. Um controlador proporcional, ou mesmo a instalação de chaves de RF capazes de desviar o fluxo do sinal de potência de saída para uma carga "fantasma", pode solucionar o problema, já que o gerador, nos dois casos, é mantido sempre em funcionamento.

O gerador de microondas desenvolvido a partir da teoria apresentada no capítulo 3 apresentou excelente estabilidade de funcionamento e aproximação dos valores teóricos. O circuito de controle com acoplador ótico foi introduzido a fim de permitir o acionamento do gerador pela placa de aquisição de dados. Um fator importante observado é que em situações

de baixas potências ( até 40% da potência máxima ) o magnetron apresenta variações de potência quando se varia a posição da carga.

A utilização de uma placa de aquisição de dados construída com microcontroladores libera o computador para realizar outras atividades, tais como o planejamento e simulação do tratamento, enquanto a placa realiza a aquisição de dados. Há uma grande versatilidade quanto ao tipo do sensor empregado na medição da temperatura, bastando apenas o condicionamento do sinal de entrada para os níveis requeridos ( 0 à 5V ).

Os sensores de temperatura metálicos (como os termopares por exemplo ) interferem com o campo, causando seu espalhamento e erro de leitura, devido à indução. A solução encontrada foi o desligamento do gerador durante o período de leitura e a instalação dos sensores numa posição ortogonal ao campo.

Em linhas gerais, considerando-se as dificuldades encontradas principalmente devido à falta de instrumentação apropriada, pode-se concluir que o desempenho do protótipo nos testes iniciais foi bastante satisfatório.

A seguir, são apresentadas algumas sugestões para continuação do presente trabalho:

- Análise numérica dos campos internos produzidos e conseqüente valor de temperatura obtido quando da aplicação do campo externo, utilizando modelos aproximados ou exatos.
- Utilização de geradores a estado sólido e combinação da potência de saída através de chaves de RF controladas por lógica TTL.

- Incrementação do programa de controle, dotando-o do sistema de planejamento do tratamento, melhor interface com o operador e apresentação visual do resultado do tratamento;
- Estudo ergonômico do sistema e especificação de materiais com grau cirúrgico
- Desenvolvimento de uma família de aplicadores irradiantes e intersticiais em várias faixas de frequência, para tratamentos específicos;
- Substituição do sistema de termometria visando diminuir a interferência com o campo de RF com o mínimo de erro.
- Testes *in vitro*
- Testes clínicos em animais e seres humanos

# Apêndice A

## Espectro Eletromagnético de Frequências

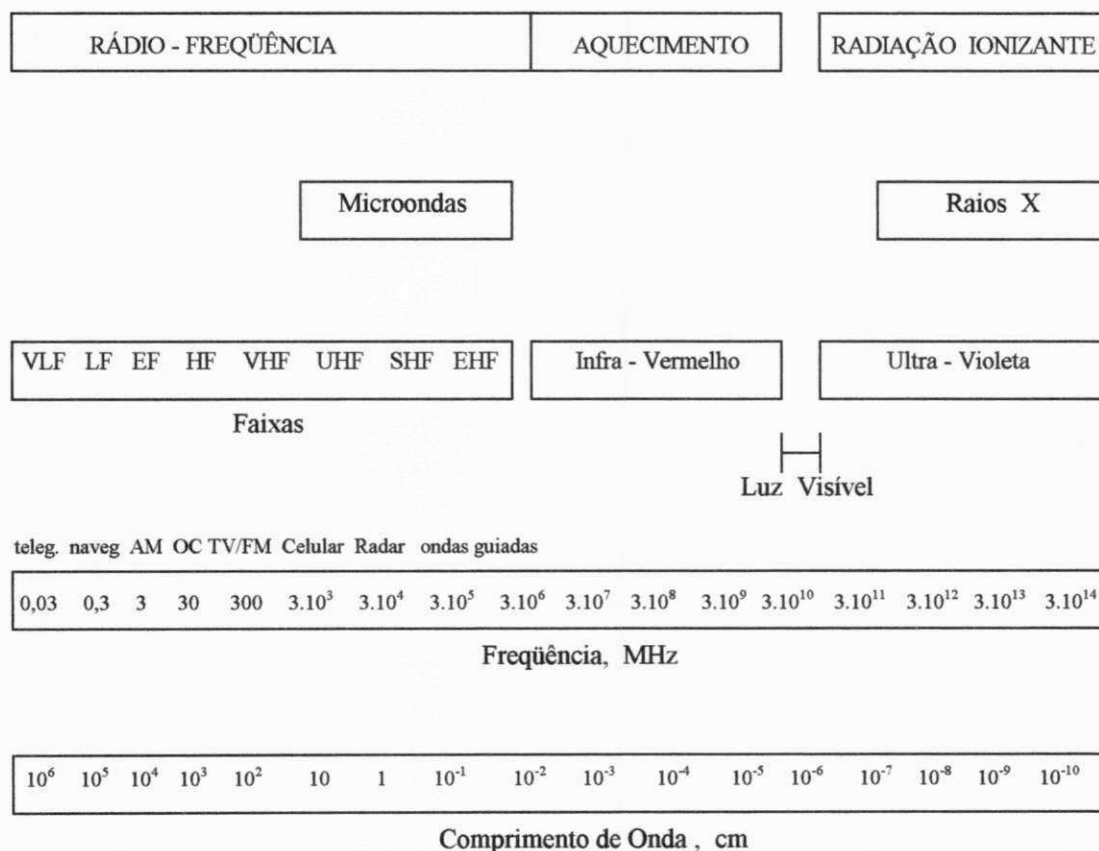


Figura A.1: Espectro eletromagnético de frequências.

# Apêndice B

## Limites dos padrões de segurança

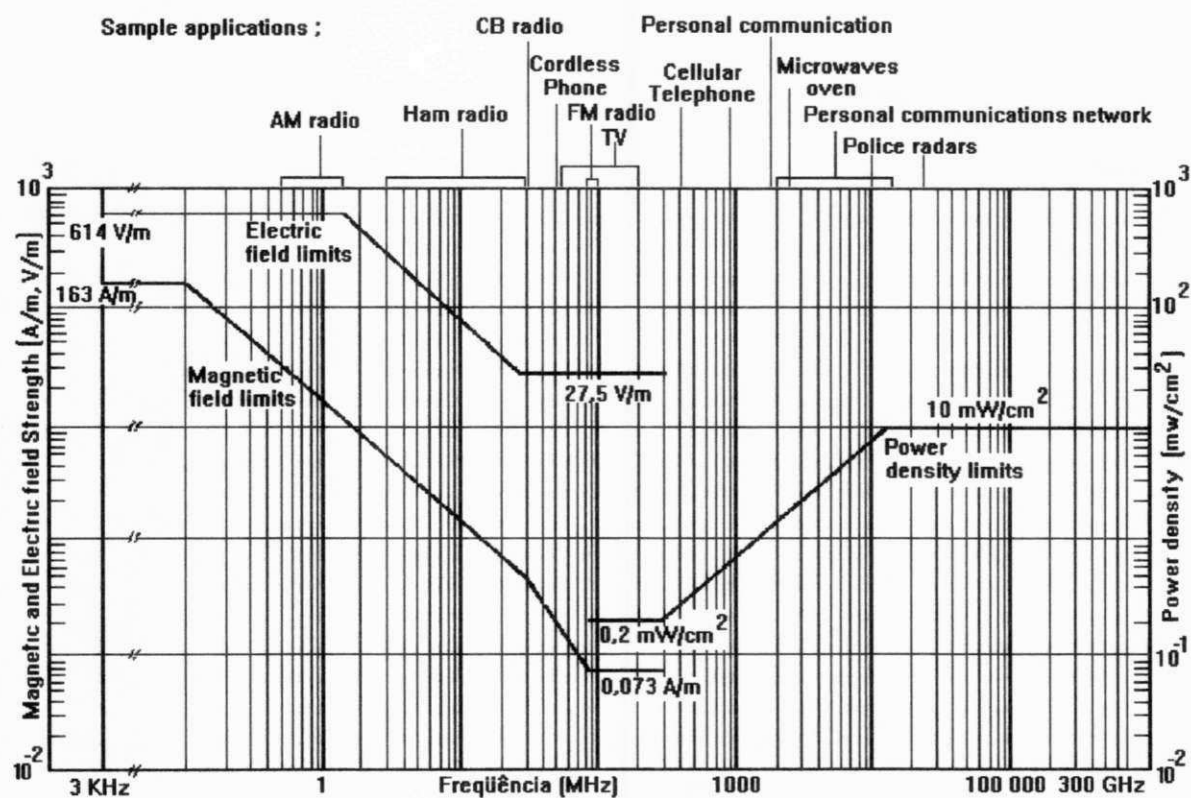


Figura B-1: Limite dos padrões de segurança à exposição de radiações não-ionizantes (padrão C95.1-1991).



# Apêndice C

## Mapa de Memória do MC 68HC11 Operando no Modo Expandido

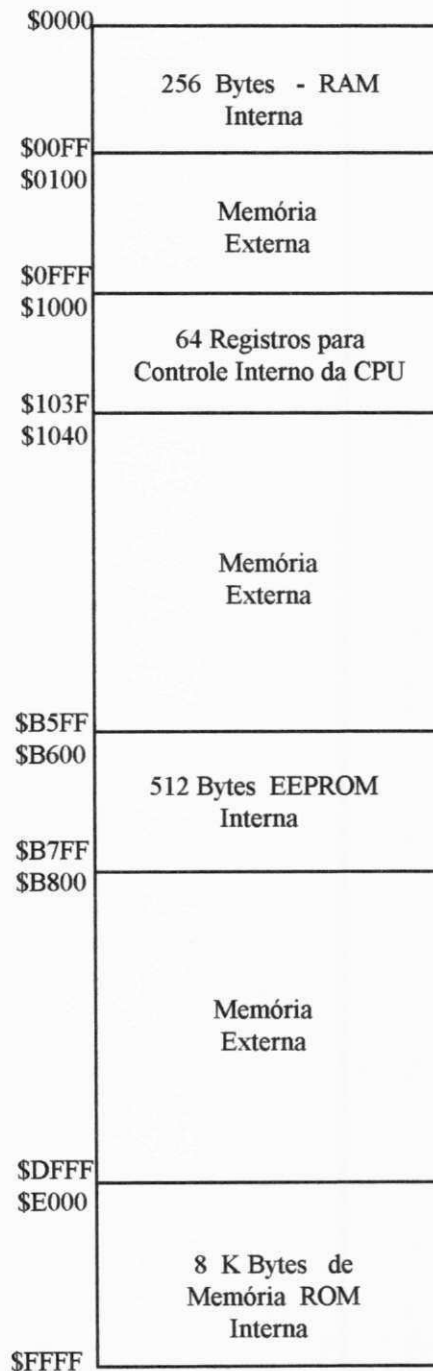


Figura C.1: Mapa de memória do MC 68HC11 operando no modo expandido.

# Apêndice D

## Mapa de Memória da Placa

\$0000	256 Bytes - RAM
\$00FF \$0100	Não Usado
\$0FFF \$1000	64 Registros para Controle da CPU
\$103F \$1040	Não Usado
\$5FFF \$6000	8 K Bytes de Memória Compartilhada
\$7FFF \$8000	Não Usado
\$B5FF \$B600	512 Bytes EEPROM
\$B7FF \$B800	Não Usado
\$BFFF \$C000	8 K Bytes de Memória de Trabalho
\$DFFF \$E000	8 K Bytes de Memória EPROM
\$FFFF	

Figura D.1: Mapa de memória da placa inteligente.

# Apêndice E

## Listagem do programa de aquisição de dados

```
*****
*      UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAIBA      *
*      CENTRO DE CIENCIAS E TECNOLOGIA      *
*      DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRICA  *
*      AREA DE MICROONDAS E ELETROMAGNETISMO APLICADOS *
*
*      PROGRAMA PARA AQUISICAO DE DADOS    *
*
* ESTE PROGRAMA E CARREGADO NA MEMORIA COMPARTILHADA PELO *
* PC, E EH COPIADO NA MEMORIA DE TRABALHO ( ENDERECO : C000 ) O *
* MICROCONTROLADOR PELO PROGRAMA RESIDENTE NA EPROM *
*      ( ENDERECO : E000 ) DO MICROCONTROLADOR *
*
*
*****

*****
* DEFINICOES DAS PORTAS DE CONTROLE *
*
* PA0 = PORTA DE COMANDO DO PC QUE INDICA O INICIO DA AQUISICAO*
*
* PA2 = PORTA DE CONTROLE DO GERADOR ( 0=DESLIGADO , 1=LIGADO ) *
*
* PA5 = DEFINE SENSORES DE TEMPERATURA ( 0 = 1,2,3,4 1 = 5,6,7,8 ) *
*
* PA4 = DEFINE LEITURA DE ENTRADA ( 0=POTENCIA , 1=TEMPERATURA ) *
*
* PA7 = LIGA/DESLIGA O GERADOR ( 0=DESLIGA , 1=LIGA ) *
*
*****
```

```
*****
*
* INICIALIZACAO
*
*****
```

```
PORTA EQU $1000 I/O PORT A
PORTD EQU $1008 I/O PORT D
DDRD EQU $1009 DATA DIRECTION FOR PORT D
DDRA7 EQU $1026 DATA DIRECTION FOR PA7
ADCTL EQU $1030 A/D CONTROL/STATUS REGISTER
ADR1 EQU $1031 A/D RESULT REGISTER 1
ADR2 EQU $1032 A/D RESULT REGISTER 2
ADR3 EQU $1033 A/D RESULT REGISTER 3
ADR4 EQU $1034 A/D RESULT REGISTER 4
OPTION EQU $1039 SYSTEM CONFIGURATION OPTIONS
ENDR1 EQU $6000 ADDRESS ADDR1 - MEM COMPARTILHADA
ENDR2 EQU $6800 ADDRESS ADDR2 - MEM COMPARTILHADA
ENDR3 EQU $7000 ADDRESS ADDR3 - MEM COMPARTILHADA
ENDR4 EQU $7800 ADDRESS ADDR4 - MEM COMPARTILHADA
PARAMET EQU $6000 END. DA MEMORIA COMPARTILHADA
INICIO EQU $C000 ENDERECO INICIAL DO PROGRAMA
RAM EQU $0000
```

```
VALOR ORG RAM
FCB $RAM

ORG PARAMET END. P/ ARMAZENAR PARAMETROS DO PC
E/OU MICROCONTROLADOR
LIGDESL FDB * PC

ORG INICIO INICIO DO PROGRAMA

LDAB #$90 HABILITA O CONVERSOR A/D DO
STAB OPTION MICROCONTROLADOR
```

```
*****
*
* DELAY DE 100 us PARA ESTABILIZACAO DO SISTEMA
*
*****
```

```
DELAY1 LDX #$25 DELAY TOTAL = $25 * 6 * 500ns = 110 us
DEX
BNE DELAY1
```

```
*****
*
* ESPERA COMANDO DO PC PARA INICIAR AQUISICAO
*
*****
```

```
PULO      LDAB  PORTA      LE O VALOR DA PORTA PA0
          ANDB  #$01
          BEQ   PULO      SAI QUANDO PA0 = 1
```

```
*****
*
* DESLIGA O GERADOR PARA LEITURA DA TEMPERATURA
*
*****
```

```
ORIG      LDAB  #$00      FAZ PA7 = 0 (DESLIGA O GERADOR)
          STAB  PORTA
```

```
*****
*
* INICIALIZACAO DOS CANAIS DE CONVERSAO A/D
* DEFINE DIRECAO DA PORTA PA7
*
*****
```

```
LDAB  #$30      SCAN = 1 , MULT = 1
STAB  ADCTL     A/D CONTROL/STATUS REGISTER
LDAB  #$80      DDRA7 = 1 ( PA7 = SAIDA )
STAB  DDRA7     DATA DIRECTION FOR PA7
JSR   DELAY     DELAY P/ ESTABILIZACAO DO SISTEMA
```

```
*****
*
* DEFINICAO DOS CANAIS A SEREM MEDIDOS. ( TEMPERATURA 1,3,5,7)
*
*****
```

```
LDAB  #$00      PA6 = 0, PA5 = 0
STAB  PORTA     ESCOLHE MEDICAO DE TEMPERATURA 1,3,5,7
JSR   MEDIDA
```

\*\*\*\*\*

\*  
\* DEFINICAO DOS CANAIS A SEREM MEDIDOS. ( TEMPERATURA 2,4,6,8 ) \*  
\*

\*\*\*\*\*

LDAB #S20 PA6 = 0, PA5 = 1  
STAB PORTA ESCOLHE MEDICAO DE TEMP. 2,4,6,8  
JSR MEDIDA

\*\*\*\*\*

\*  
\* DEFINICAO DOS CANAIS A SEREM MEDIDOS. ( POTENCIA \*  
\* INC,REF,INC,REF) \*  
\*

\*\*\*\*\*

LDAB #S50 PA6 = 1  
STAB PORTA ESCOLHE MEDICAO DE POTENCIA  
JSR MEDIDA  
JMP SEGUE

\*\*\*\*\*

\*  
\* SUBROTINA DE LEITURA DO REGISTRO DO CANAL A/D - ADR1 \*  
\*

\*\*\*\*\*

MEDIDA LDAA ADR1  
LDX ADDR1  
STAA 0,X  
INX  
STX ADDR1  
MUL  
NOP  
NOP

\*\*\*\*\*

\*  
\* LEITURA DO REGISTRO DO CANAL A/D - ADR2 \*  
\*

\*\*\*\*\*

LDAA ADR2

```
LDX  ADDR2
STAA 0,X
INX
STX  ADDR2
MUL
NOP
NOP
```

```
*****
*
* LEITURA DO REGISTRO DO CANAL A/D - ADR3
*
*****
```

```
LDAA ADR3
LDX  ADDR3
STAA 0,X
INX
STX  ADDR3
MUL
NOP
NOP
```

```
*****
*
* LEITURA DO REGISTRO DO CANAL A/D - ADR4
*
*****
```

```
LDAA ADR4
LDX  ADDR4
STAA 0,X
INX
STX  ADDR4
MUL
NOP
NOP
RTS
```

RETORNA A SUBROTINA

```
*****
*
* CHAVEAMENTO DA MEMORIA PARA LIGAR/DESLIGAR O GERADOR
*
*****
```

SEGUE	LDAB VALOR	CHAV. DA MEMORIA COMPARTILHADA
	STAB PORTD	GUARDA ATUAL VALOR DA PORTA D - PD0
	EORB #\$FF	INVERSAO DO BIT - PD0
	STAB VALOR	
	LDD LIGDESL	VERIFICA O COMANDO ENVIADO PELO PC
	CPD #\$AAAA	FFFF=DESLIGA , AAAA=LIGA
	BEQ LIGA	LIGA O GERADOR
	JMP CONT	

\*\*\*\*\*

\* \*

\* ROTINA PARA LIGAR O GERADOR \*

\* \*

\*\*\*\*\*

LIGA	LDAB #\$80	FAZ PA7=1
	STAB PORTA	LIGA O GERADOR

\*\*\*\*\*

\* \*

\* GERACAO DE INTERRUPTAO IRQ2 NO PC E ATUALIZACAO DOS \*

\* PONTEIROS \*

\* \*

\*\*\*\*\*

CONT	EQU *	
	LDAB #\$08	BIT PA3 = 1
	STAB PORTA	GERA INTERRUPTAO NO PC
	JSR DELAY	
	LDAB #\$00	BIT PA3 = 0
	STAB PORTA	RETORNA A CONDICAO NORMAL
PULO2	LDAB PORTA	ESPERA COM. PARA REINICIALIZACAO
	ANDB #\$01	
	BNE PULO2	SAI QUANDO PA0 = 1
	LDAB #\$00	
	STAB PORTA	ZERA A SAIDA A
	LDX #ENDR1	ATUALIZA PONTEIROS
	STX ADDR1	PONTEIRO DO REGISTRO ADR1
	LDX #ENDR2	
	STX ADDR2	PONTEIRO DO REGISTRO ADR2
	LDX #ENDR3	
	STX ADDR3	PONTEIRO DO REGISTRO ADR3
	LDX #ENDR4	
	STX ADDR4	PONTEIRO DO REGISTRO ADR4
	JMP ORIG	INICIA NOVA CONVERSAO



```
*****
*
* ROTINA DELAY -> 17,5 us
*
*****
```

```
DELAY    EQU    *
          MUL
          MUL
          NOP
          NOP
          RTS
```

```
*
```

```
ADDR1    FDB    ENDR1
ADDR2    FDB    ENDR2
ADDR3    FDB    ENDR3
ADDR4    FDB    ENDR4
          END
```

## Referências

- [1] TEJO, F. A. F., *“Tratamento de Câncer por Microondas: O Estado da Arte”*. UFPB/CCT/DEE. Relatório da palestra proferida no SBMO'94 , Belém , PA
- [2] STROHBEHN, J. W. e DOUPLE, E. B., *“Hyperthermia and Cancer Therapy: A Review of Biomedical Engineering Contributions and Challenges”*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol, BME-31, No. 12, dezembro de 1984.
- [3] URWYLER, A. *“Whole Body Hyperthermia in AIDS Therapy”*, American Journal of Clinical Oncology, 1994, pp. 353-359.
- [4] NOTTER e SCHWEGLER, *“Hyperthermia in Clinical Oncology”*, Strahientherapie und Onkologie, Alemanha, 1991.
- [5] SHARMA, S., PATEL, F. D., SANDHU, A. P. S., GUPTA, B. D. e YADAV, N. S., *“A Prospective Randomized Study of Local Hyperthermia as a Supplement Radiosensitizer in the Treatment of Carcinoma of the Cervix with Radiotherapy”*, Endocurietherapy/Hyperthermia Oncology, 1989.

- [6] VERNON, C., "*Hyperthermia Combined with Radiation for Primary and Recurrent Breast Cancer - a Phase III Trial (MRC/ESHO/PMH)*", Abstracts of the Hyperthermia in Clinical Oncology Meeting, Munich, Alemanha, 1993.
- [7] VAN DER ZEE e J, VAN RHOON, G. C., "*Hyperthermia in Clinical Oncology*", Strahientherapie und Onkologie, Alemanha, 1991.
- [8] ZAMBOGLOU, N.; KOLOTAS, C.; AUDRETSCH, W.; REZAI, M.; MUSKALLA, K.; SCHNABEL, T e SCHMITT, G.; "*Hyperthermia and Simultaneous Radio-Chemotherapy with Mitoxantrone Followed by Salvage-Surgery in Locally Advanced Breast Cancer*", Abstracts of the Hyperthermia in Clinical Oncology Meeting, Munich, Alemanha, 1993.
- [9] OVERGAARD, J. "*The Current and Potential Role of Hyperthermia in Radiotherapy*", Int. J. Radiat. Oncol. Biol. Phys, 1989.
- [10] DAHL, O., "*Hyperthermia Combined with Chemotherapy - a Search for the Most Appropriate Drugs*", Abstracts of the Hyperthermia in Clinical Oncology Meeting, Munich, Alemanha, 1993.
- [11] THUERY, J., "*Microwaves: Industrial, Scientific and Medical Applications*", Artech House, London, Inglaterra, 1992.
- [12] FONTGALLAND, G. (1993). "*Uma Aplicação Médica de Microondas: Diatermia e Hipertermia*". Dissertação de Mestrado, COPELE /UFPB, Campina Grande, PB, Brasil, 1993.
- [13] STORM, F. K., ELLIOTT, R. S. et al "*Clinical RF Hyperthermia by Magnetic-Loop Induction: A New Approach to Human Cancer Therapy*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-30, No. 8, agosto, 1982.

- [14] HAND, J. W. e JAMES, J. R. (1986). "***Physical Techniques in Clinical Hyperthermia***". Research Studies Press and Jonh Wiley & Sons Inc., Inglaterra, 1986.
- [15] POZAR, D. M., "***Microwave Engineering***", Addison Wesley Publishing Company, Estados Unidos, 1990.
- [16] ELLIOT, R. S., HARRISON, W. H. and STORM, F. K. "***Hyperthermia: Electromagnetics Heating of Deep-Seated Tumors***". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-29, No. 1, Janeiro, 1982.
- [17] AUDHUY, M. P., "***Thermoconditionnement en Hyprethermie Micro-Ondes***", Thèse de Docteur, INPT, Toulouse, França, 1987.
- [18] CASTRO, A. L. S. (1994). "***Desenvolvimento de um Protótipo de Secador por Microondas***". Dissertação de Mestrado, CMEE / UFPA, Belém, PA, Brasil, 1994.
- [19] OSEPCHUK, J. M. "***Biological Effects of Electromagnetic Radiation***", IEEE Press, Estados Unidos, 1983.
- [20] DURNEY, C. H., MASSOUDI, H. e ISKANDER, M. F. "***Radiofrequency Radiation Dosimetry Handbook***". USAFSAM-TR-85-73, USAF School of Aerospace Medicine, Estados Unidos, 1986.
- [21] RAHMAT-SAMII, Y. "***Novel Antennas for Personal Communications Including Biological Effects***". Proceedings SBMO/IEEE MTT-S International Microwaves and Optics Congress'95, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 1995.
- [22] OLESON, J. R. , "***A Review of Magnetic Induction Methods for Hyperthermia Treatment of Cancer***". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-31, No. 1, Janeiro, 1984.

- [23] PARIS, D. T., *"Teoria Eletromagnética Básica"*, Guanabara Dois, Rio de Janeiro, Brasil, 1984.
- [24] GUY, A. W., *"Physical Aspects of Electromagnetic Heating of Tissue Volume"*, Amer. Coll. Rad. Press, Proc. Int. Symp. Cancer Therapy by Hyperthermia and Radiation, vol. 28-30, Abril, 1975.
- [25] COTTIS, P. G., UZUNOGLU, N. K. and CHATZARAKIS G. E. *"A Multiloop Concentric Hyperthermia Applicator with Enhanced Penetration Depth"*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-36, No. 4, Abril, 1988.
- [26] FRIEDENTAL, E. MENDECHI, J. et al, *"Hyperthermia in the Treatment of Local Recurrence of Breast Cancer"*, Microwave Journal, Maio, 1984.
- [27] HAHN, G. M., *"Heat and Drugs in Vitro and in Vivo"*, Amer. Coll. Rad. Press, Proc. Int. Symp. Cancer Therapy by Hyperthermia and Radiation, vol. 28-30, Abril, 1975.
- [28] TAYLOR, L. S. *"Impantable Radiators for Cancer Therapy by Microwave Hyperthermia"*. IEEE Proceedings, vol. 68, janeiro, 1980.
- [29] GUY, A. W., *"Non-Ionizing Radiation, Dosimetry and Interation"*. IEEE Press, 1983.
- [30] FISCHETTI, M., *"The Cellular Phone Scare"*, IEEE Spectrum, vol. 30, Junho, 1993.
- [31] SEEGER, J. A. (1986). *"Microwave Theory, Components, and Devices"*. Prentice - Hall, Englewood Cliffs, Estados Unidos, 1986.
- [32] PUSCHNER, H. (1965). *"Heating with Microwaves: Fundamentals, Components and Circuit Techniques"*. Philips Technical Library, Holanda, 1965.

- [33] LEBEDEV, I. (1974). "*Microwave Electronics*". English Translation, Mir Publishers, Moscou, Russia, 1974.
- [34] GEWARTOWSKI, J. e WATSON, H. A. "*Introduction to Electron Tubes*", Van Nostrand Reinhold Company, Estados Unidos, 1969.
- [35] REICH, H. J., SKALNIK, J. G., ORDUNG, P. F. e KRAUSS, H. L. (1957). "*Microwaves Principles*". D. Van Nostrand Company, Inc., Estados Unidos, 1964.
- [36] METAXAS, A. C. e MEREDITH, R. J. (1983). "*Industrial Microwave Heating*". Peter Peregrinus Ltd., Inglaterra, 1983.
- [37] COLLIN, R. E. "*Foundations for Microwave Engineering*", Mc-Graw Hill, Inc, 1966.
- [38] OKRES, E. C. "*Microwave Power Engineering*", Vol 01, Academic Press, New York, 1968.
- [39] TECHNICAL COMMITTEE ON C. W. MAGNETRON. (1988). "*How to Use Magnetron for Microwave Ovens*". Technical Report of Electronic Industries Association of Japan, Japão, 1988.
- [40] HULL, M. D.; e THOMPSON, L. J., "*Designing Microwave Catering Equipment*", Pub. Dep. Elect. Comp. and Mat. Div. Philips, 1971.
- [41] BOYLESTAD, R. e NASHELSKY, L., "*Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*", Prentice-Hall do Brasil, 3ª edição, 1982.

- [42] CONFORTI, E ; TEJO, F. A. F.; LIMA, D. C. e CARMO, A. B., "*Desenvolvimento de um forno de microondas para fins domésticos e comerciais*", Convênio STI/MIC/ATECEL, Relatório técnico, Projeto 15.02.01, UFPB, Campina Grande, PB, Brasil, 1976.
- [43] HERINGA, A. e STEGEMAN, D. F., "*Solution Methods of Electrical Field Problems in Physiology*", IEEE Trans. on Biomedical Engineering, vol. BME-29, No. 1, Janeiro, 1982.
- [44] ANDERSON, A. A. (1964). "*Instrumentation for Process Measurement and Control*". Third Edition, Chilton Company, Estados Unidos, 1980.
- [45] TURNER, P. F. "*Regional Hyperthermia with an Annular Phased Array*" .IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-31, No.1, Janeiro, 1984.
- [46] ISKANDER, M. F. e MORRISON, M. D., "*A New Course on Computational Methods in Electromagnetics*", IEEE Transactions on Education, Vol. 31 No. 2, Maio 1988.
- [47] SCHAWAN, H. P. e PIERSOL, M. "*The Absorption of Electromagnetic Energy in Body Tissues*". IEEE Press, 1983.
- [48] BULL, J. "*Combined Modalities*", IEEE Press, 1983.
- [49] "*HCMOS Single-Chip Microcontroller*", MOTOROLA Semiconductor Technical Data, 1988.

[50] LEAL, J. W. P., "*Projeto e Implementação de uma Placa Inteligente com Microcontrolador MC 68HC11, Compatível com Vias IBM-PC para Aquisição e Processamento de Dados*", UFPB / CCT / DEE / COPELE, Relatório Técnico, Campina Grande Grande , PB, Brasil, 1990.

[51] JUNIOR, J. B. A., "*TTL/CMOS Teoria e Aplicações em Circuitos Digitais*", Ed. Érica, São Paulo, SP, Brasil, 1984.

[52] LANDER, C. W., "*Eletrônica Industrial, Teoria e Aplicações*", Editora Mc Graw-Hill, S. Paulo, SP, Brasil, 1988.