

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

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR MONOFÁSICO DE ALTA
TENSÃO E ALTA FREQUÊNCIA PARA AQUECIMENTO INDUTIVO

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

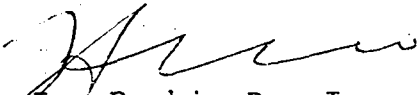
CARLOS EDGARDO TAGLIANI MANZOR

FLORIANÓPOLIS, JULHO 1985

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR MONOFÁSICO DE ALTA
TENSÃO E ALTA FREQUÊNCIA PARA AQUECIMENTO INDUTIVO

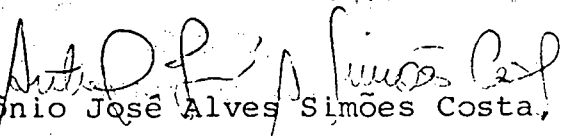
CARLOS EDGARDO TAGLIANI MANZOR

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE
EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA
EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



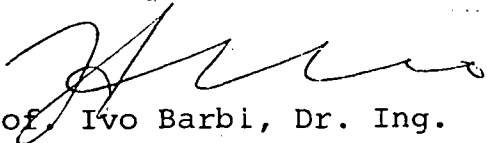
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador

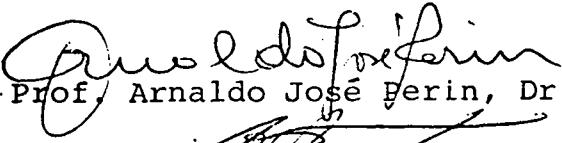


Prof. Antônio José Alves Simões Costa, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

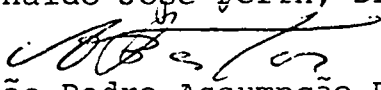
BANCA EXAMINADORA



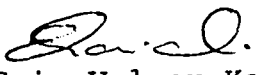
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Berin, Dr. Ing.



Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. Et.



Prof. Enio Valmor Kassick, M.Sc.

À minha esposa Guiomar

Aos meus pais Juan Carlos

e Elda

À minha irmã Mariela

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

Ao meu eterno Professor, Ivo Barbi, devo-lhe um agradecimento especial, em virtude de haver utilizado muitas de suas idéias transmitidas durante a orientação prestada nesta dissertação. Agradeço sua dedicação e amizade que contribuíram decisivamente para a conclusão deste trabalho.

Ao Professor Arnaldo José Perin agradeço a colaboração na realização do trabalho.

Aos professores, funcionários e colegas do curso de Pós-graduação e do Departamento de Engenharia Elétrica, especialmente aos do Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência, pela contribuição prestada no desenvolvimento deste trabalho.

A Universidade Federal de Santa Catarina e ao Programa CNPq, pelo apoio financeiro.

A minha esposa Guiomar por seu estímulo e compreensão, assim como por sua ativa participação na redação do manuscrito.

Aos meus pais Juan Carlos e Elda e à minha irmã Mariela, agradeço o estímulo e a confiança que sempre me demonstraram, e a orientação que me deram para a vida.

Aos Professores Ivo Barbi, Dr. Ing.; Arnaldo José Perin, Dr. Ing.; João Pedro Assumpção Bastos, Dr. Et.; Enio Valmor Kassick, M.Sc., que constituíram a banca examinadora da defesa de dissertação de mestrado.

R E S U M O

Este trabalho trata do estudo de um inversor monofásico de alta tensão e alta frequência, para a realização de um sistema de aquecimento indutivo.

Inicialmente, são apresentados e estudados os princípios e fundamentos da indução eletromagnética, junto a um método para cálculo da bobina indutora.

É apresentada, analisada e implementada, uma estrutura inversora a transistor de potência, com capacidade de operação em frequências elevadas, de alto rendimento.

O controle de potência do sistema é realizado através de uma ponte retificadora trifásica, semi-controlada.

Os circuitos de comando utilizados nos conversores, são apresentados e analisados.

Finalmente, o sistema para aquecimento indutivo é estudado em duas aplicações de características diferentes, visando objetivos domésticos e industriais.

A B S T R A C T

This work reports the study of a high voltage, high frequency single-phase inverter, in order to design an induction-heating system.

Initially the principles and fundamentals of electromagnetic induction are presented and studied, along with an induction-coil calculation method.

A power-transistor inverter structure with high frequency and high efficiency operation capability is presented, analysed and implemented.

The system power control is implemented by a half-controlled 3-phase bridge rectifier.

The converter control circuits are presented and analysed.

Finally the induction-heating system is studied for two applications with different characteristics, namely home and industrial usage.

S I M B O L O G I A

- \vec{H} - Vetor Intensidade de Campo Magnético.
 \vec{J} - Vetor Densidade de Corrente.
 \vec{D} - Vetor Deslocamento Elétrico.
 \vec{E} - Vetor Campo Elétrico.
 \vec{B} - Vetor Densidade de Fluxo Magnético.
 σ - Condutividade Elétrica.
 ρ' - Densidade Volumétrica de Cargas Móveis.
 ϵ - Permissividade do Material.
 μ - Permeabilidade do Material.
 μ_r - Permeabilidade Relativa.
 ρ - Resistividade Elétrica.
 H_0 - Intensidade de Campo Magnético na Superfície.
 H_{om} - Intensidade Máxima de Campo Magnético na Superfície.
 P - Fator Adimensional.
 Q - Fator Adimensional.
 A_w - Seção Reta da Peça.
 l_w - Comprimento da Peça.
 A_g - Área do Entreferro entre a Bobina e a Peça.
 l_c - Comprimento da Bobina Indutora.
 P_c - Perímetro Interno da Bobina Indutora.
 K_r - Constante Empírica.

- d - Diâmetro da Peça.
 D - Diâmetro da Bobina Indutora.
 t - Espessura da Placa Sólida ou da Parede do Cilindro Oco Não-Magnético.
 B_{sat} - Densidade de Saturação do Fluxo Magnético.
 ρ_w - Resistividade Elétrica da Peça.
 ρ_B - Resistividade Elétrica da Bobina Indutora.
 δ_w - Profundidade de Penetração na Peça.
 δ_c - Profundidade de Penetração na Bobina.
 C_m - Calor Específico Médio.
 ϕ_g - Fluxo no Entreferro.
 ϕ_w - Fluxo Total na Peça.
 ϕ_c - Fluxo nas Espiras da Bobina Indutora.
 ϕ_o - Fluxo Total no Conjunto Bobina Indutora-Carga.
 I_c - Corrente Eficaz da Bobina Indutora.
 E_c - Tensão Eficaz da Bobina Indutora.
 N_c - Número de Espiras da Bobina Indutora.
 P_w - Potência Útil Fornecida à Peça.
 P_o - Potência Ativa Total do Conjunto Bobina Indutora-Carga.
 P_c - Perdas na Bobina Indutora.
 N_o - Potência Aparente da Bobina Indutora.
 P_1 - Potência de Aquecimento.
 P_2 - Perdas por Radiação.

- P_3 - Perdas por Convecção.
- R_C - Resistência da Bobina Indutora.
- R_W - Resistência da Peça.
- R_p - Resistência Equivalente Paralela.
- R_T - Resistência Equivalente Série.
- X_C - Reatância da Bobina Indutora.
- X_g - Reatância do Entreferro.
- X_W - Reatância da Peça.
- X_{lp} - Reatância Equivalente Paralela.
- X_{cp} - Reatância do Capacitor de Compensação Paralelo.
- X_T - Reatância Equivalente Série.
- X'_L - Reatância Indutiva do Filtro de Harmônicas.
- X'_C - Reatância Capacitiva do Filtro de Harmônicas.

S U M Á R I O

RESUMO	V
SIMBOLOGIA	VII
INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO À TEORIA DO AQUECIMENTO INDUTIVO	
1.1 - Introdução	02
1.2 - Princípios do Aquecimento por Indução	03
1.3 - Fundamentos do Aquecimento Indutivo	05
1.3.1 - As Equações de Difusão	05
1.3.2 - O Efeito "Skin"	11
1.3.3 - Profundidade de Penetração	15
1.3.4 - Fluxo e Potência no Aquecimento de um Cilindro Sólido	18
1.4 - Interrelações dos Parâmetros do Sistema de Aquecimento Indutivo	23
1.4.1 - Parâmetros Importantes	23
1.4.2 - Diagrama de Interrelações	27
1.5 - Cálculos para Determinação da Bobina Indutora	28
1.5.1 - Composição do Fluxo Total	29
1.5.2 - Circuito Equivalente	30
1.5.3 - Curvas P e Q	33
1.5.4 - Fator de Potência	36
1.5.5 - Rendimento e Frequência Mínima	37
1.5.6 - Resistividade e Permeabilidade	39

1.5.7 - Correção do Fator de Potência 40

1.6 - Método para Projeto da Bobina Indutora 41

 1.6.1 - Passos do Projeto 42

 1.6.2 - Aquecimento Através do Ponto Curie 46

1.7 - Conclusões 47

CAPÍTULO II - ESTUDO DE UM INVERSOR MONOFÁSICO DE ALTA TENSÃO E ALTA FREQUÊNCIA.

2.1 - Introdução 50

2.2 - Escolha da Estrutura Inversora 51

2.3 - Princípio de Funcionamento 53

 2.3.1 - Seqüências de Funcionamento 53

2.4 - Dimensionamento do Inversor 59

 2.4.1 - Dimensionamento dos Transistores de Potência ... 59

 2.4.2 - Dimensionamento dos Diodos de Roda Livre 60

 2.4.3 - Dimensionamento dos Capacitores de Ajuda à Comuta-
tação 61

 2.4.4 - Dimensionamento dos Capacitores Divisores de Ten-
são 65

2.5 - Controle de Potência 69

2.6 - Retificador Trifásico em Ponte Mista 70

 2.6.1 - Análise de Funcionamento 71

 2.6.2 - Tensão Média Retificada 73

 2.6.3 - Atenuação do "Ripple" de Tensão 75

2.7 - Circuito de Potência Completo 77

2.8 - Conclusões 77

CAPÍTULO III - CIRCUITOS DE COMANDO

3.1 - Introdução	79
3.2 - Circuito de Comando de Base dos Transistores	79
3.2.1 - O Tiristor-Dual	79
3.2.2 - Circuito e Princípio de Comando	82
3.3 - Circuito Gerador de Alta Freqüência	86
3.3.1 - Gerador de Freqüência	86
3.3.2 - Estágio Amplificador	88
3.3.3 - Características do Estágio Amplificador	89
3.3.4 - Características do Astável	93
3.4 - Circuito de Disparo de Tiristores	94
3.4.1 - Diagrama de Blocos do Comando	94
3.4.2 - Formas de Onda	94
3.4.3 - Circuito Elétrico Implementado	94
3.4.4 - Descrição dos Blocos	94
3.4.5 - Diagrama de Sincronismo da Ponte Mista	98
3.5 - Conclusões	100

CAPÍTULO IV - ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM SISTEMA PARA AQUECIMENTO INDUTIVO.

4.1 - Introdução	101
4.2 - Características da Carga	102
4.2.1 - Modelo Matemático	102
4.2.2 - Influência da Temperatura	103
4.3 - Correção do Fator de Potência	105
4.3.1 - Compensação Série Versus Paralela	105
4.3.2 - Influência da Temperatura	106

4.3.3 - Determinação do Valor Ótimo para o Capacitor Pa ralelo	106
4.4 - Atenuação das Harmônicas	108
4.4.1 - Decomposição em Série de Fourier	108
4.4.2 - Filtro de Harmônicas	109
4.4.3 - Dimensionamento do Filtro	110
4.5 - Aplicação Doméstica	116
4.5.1 - Projeto da Bobina Indutora	116
4.5.2 - Especificação dos Capacitores de Comutação	116
4.5.3 - Especificação do Filtro de Harmônicas	117
4.5.4 - Verificação Experimental	118
4.6 - Aplicação Industrial	125
4.6.1 - Características da Aplicação	125
4.6.2 - Projeto da Bobina Indutora	127
4.6.3 - Projeto do Transformador de Alta Freqüência	131
4.6.4 - Especificação dos Capacitores de Compensação	134
4.6.5 - Especificação dos Capacitores de Comutação	134
4.6.6 - Especificação do Filtro de Harmônicas	135
4.6.7 - Verificação Experimental	136
4.6.8 - Análise dos Resultados	143
4.7 - Conclusões	145
CONCLUSÕES GERAIS	146
APÊNDICE	148
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	153

I N T R O D U Ç Ã O

Com o desenvolvimento tecnológico das últimas décadas e o conseqüente domínio da energia elétrica na produção de calor, o aquecimento indutivo tem se revelado como uma técnica in substituível para a realização de determinados processos indus triais.

Os fundamentos do aquecimento por indução levam a concluir que a utilização de freqüências elevadas não somente me lhora o rendimento do sistema como possibilita o uso de equipamentos com potências menores.

Os conversores estáticos para aquecimento indutivo construídos com semicondutores de potência no Brasil, operam em freqüências inferiores a 10 KHz.

Neste trabalho é desenvolvido um sistema de aquecimento indutivo para operação em freqüências superiores a 20 KHz utilizando o transistor de potência de alta tensão.

A bobina indutora é projetada por um programa de cálculo computacional baseado num método simplificado e de fácil utilização.

O sistema, integrado por um inversor monofásico de alta freqüência e excelente rendimento, por um retificador trifá sico semi-controlado e um circuito de carga apropriado, é imple mentado numa configuração de baixa potência.

Duas aplicações de características diferentes são realizadas. A primeira realiza um "Fogão Indutivo" visando obje tivos domésticos. A segunda realiza o tratamento térmico de um corpo de prova para estudos metalúrgicos, visando objetivos in dustriais.

C A P Í T U L O I

INTRODUÇÃO À TEORIA DO AQUECIMENTO INDUTIVO1.1 - Introdução

Os processos de tratamento térmico dos materiais surgem com a própria evolução da vida humana. Estes processos se aperfeiçoam na medida em que o homem consegue o domínio do calor produzido por uma determinada fonte de energia. Nos últimos anos, a energia elétrica têm sido uma fonte insubstituível para a produção de calor.

De maneira geral, quando se deseja aquecer uma peça, o calor é gerado externamente e transmitido à peça por radiação, condução ou convecção térmica. Contudo, este método tem uma desvantagem: torna-se difícil controlar com precisão a quantidade de calor transmitida à peça para a realização de determinado processo, principalmente em aplicações onde somente algumas partes da peça devam ser aquecidas.

No aquecimento indutivo o calor é gerado dentro da própria peça de trabalho. Consegue-se assim a aplicação de uma quantidade determinada de calor localizada e durante pequenos intervalos de tempo, produzindo os efeitos desejados pelos processos em questão sem riscos de sobreaquecer regiões não permitidas. Solucionam-se desta forma, os problemas enfrentados com outros métodos de aquecimento.

Atualmente, por suas inúmeras vantagens, a técnica do aquecimento indutivo faz parte de um vasto e importante campo

de aplicação do aquecimento industrial.

1.2 - Princípios do Aquecimento por Indução

O princípio de funcionamento se baseia no fenômeno da indução eletromagnética. Assim, uma corrente elétrica alternada circulando por uma bobina cria, em seu interior e na região circunvizinha um campo magnético variável.

Se um corpo condutor é colocado sob a ação deste campo, uma corrente elétrica surgirá no seu interior devido à força eletromotriz induzida pela variação do fluxo magnético que atravessa o corpo.

Estas correntes induzidas, chamadas "Correntes de Foucault", provocam o aquecimento do corpo por perdas ôhmicas devido ao efeito Joule.

Um considerável fortalecimento da indução magnética é provocado pelos materiais ferromagnéticos. Nestes materiais, além das perdas por efeito Joule, existem as perdas por efeito da histerese produzindo calor devido à rápida repolarização do campo magnético.

O calor produzido pelo efeito da histerese tem sua ação limitada na temperatura do ponto Curie, ponto este no qual o material perde as características magnéticas devido às mudanças que ocorrem em sua estrutura molecular.

O calor produzido por efeito Joule, entretanto, exerce sua ação através de toda a gama de temperaturas sendo esta ação influenciada por vários parâmetros do material tais como condutividade térmica, resistividade elétrica e permeabilidade magnética, assim como frequência de suprimento de energia elétrica

e intensidade do campo de indução.

No processo de aquecimento indutivo a energia elétrica fornecida à bobina é transferida por efeito eletromagnético à peça a ser aquecida. Esta energia é transformada em calor por efeito Joule (somado ao efeito da histerese se o material tiver características magnéticas) e o calor transmitido através da própria peça por condução térmica.

Ocorre assim uma das particularidades mais importantes do aquecimento indutivo, a de produzir calor dentro da própria peça a ser aquecida, sem a necessidade de um agente intermediário entre a fonte e o receptor de calor, sem importar o meio em que ela se encontra nem existir contato físico dela com a fonte de transmissão de energia.

A concentração de energia na peça é muito grande, sendo esta a razão pela qual atinja elevadas temperaturas em curtos espaços de tempo, sem que haja elevação correspondente de temperatura na bobina indutora, desde que esta última seja construída com a tecnologia apropriada.

O princípio do aquecimento indutivo tem efeito semelhante ao de um transformador cujo secundário consta de uma única espira em curto-circuito. Nesta comparação a bobina indutora se constitui no circuito primário e a peça a ser aquecida no circuito magnético e secundário.

A técnica do aquecimento por indução tem sido muito utilizada nos últimos anos em processos de endurecimento superficial, fusão, forjamento, têmpera, solda, recozimento, sinterização, etc, em procedimentos tão diversificados que tornam difícil a introdução de detalhes relacionados aos mencionados usos.

Pelas características do aquecimento por indução po

de-se dizer que as aplicações mais importantes desta técnica são:

- Fusão de metais.
- Tratamento térmico de peças metálicas, em especial quando se trata de tratamento localizado, parcial, envolvendo curtos períodos para a realização da operação desejada.
- Fabricação de monocristais e materiais de alta pureza para semicondutores.
- Aquecimento de metais para laminação, forjamento, estampagem, extrusão, etc.
- Fabricação de tubos com costura.

1.3 - Fundamentos do Aquecimento Indutivo |1,2,3|

1.3.1 - As Equações de Difusão

Serão estabelecidas as equações que determinam o comportamento das grandezas mais relevantes do aquecimento por indução. As grandezas envolvidas serão expressas no sistema internacional a menos que especificado o contrário.

Considere-se um corpo condutor de condutividade elétrica σ inserido num campo magnético variável H . Inicialmente serão admitidas duas hipóteses a serem demonstradas |3|:

1 - A densidade volumétrica de cargas móveis no condutor ρ' é nula;

2 - O produto da frequência angular do campo aplicado e a permissividade do corpo condutor é muito menor que a condutividade elétrica deste. Assim:

$$\rho' \approx 0$$

$$\sigma \gg \omega \epsilon$$

Da teoria eletromagnética conhece-se a equação da continuidade, que rege a conservação da carga elétrica, dada pela expressão (1.1), obtida quando se aplica o divergente em ambos membros da expressão (1.7).

$$\nabla \cdot \vec{J} = - \frac{d\rho'}{dt} \quad (1.1)$$

A equação expressa que a taxa de diminuição da densidade volumétrica de cargas livres ρ' é fonte de fluxo para o campo vetorial de densidade de corrente \vec{J} , ou seja para a corrente elétrica.

A relação entre a densidade de corrente e o campo elétrico esta dada pela lei vetorial de Ohm na expressão (1.2).

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (1.2)$$

Das equações de Maxwell tem-se a expressão (1.3)

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho' \quad (1.3)$$

Onde \bar{D} é o vetor deslocamento elétrico criado pelo efeito das cargas livres. A relação entre \bar{D} e o campo elétrico \bar{E} é dada pela expressão (1.4).

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E} \quad (1.4)$$

Aplicando o divergente em ambos membros da expressão (1.2) e reunindo as expressões (1.1), (1.3) e (1.4) para um meio homogêneo de permissividade e condutividade constantes chega-se à expressão (1.5).

$$\frac{d\rho'}{\rho'} = \frac{-\sigma}{\epsilon} dt \quad (1.5)$$

Integrando a expressão (1.5) obtém-se a solução de ρ' em função do tempo dada pela expressão (1.6).

$$\rho' = K e^{-t/\tau} \quad (1.6)$$

Onde $\tau = \epsilon/\sigma$ é a constante de tempo.

Considerando que os materiais condutores assumem valores de condutividade elétrica em torno de 1 a 10^7 ou maiores e a permissividade é da ordem de 10^{-12} , tem-se constantes de tempo de picosegundos. Conclue-se portanto que se $\rho' \neq 0$ em um determinado instante, o rápido decrescimento exponencial dado pela expressão (1.6) tornará nula a densidade volumétrica de cargas móveis no condutor, satisfazendo a primeira hipótese. Para estes valores e para as frequências utilizadas em aquecimento indutivo a

segunda hipótese se torna automaticamente satisfeita.

Neste momento há condições de formular as equações fundamentais do aquecimento indutivo.

Das equações de Maxwell sabe-se que:

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\delta \bar{D}}{\delta t} \quad (1.7)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (1.8)$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\delta \bar{B}}{\delta t} \quad (1.9)$$

Substituindo (1.2) e (1.4) em (1.7) e aplicando o rotacional em ambos membros obtêm-se (1.10)

$$\nabla \times \nabla \times \bar{H} = \sigma \nabla \times \bar{E} + \epsilon \frac{\delta}{\delta t} (\nabla \times \bar{E}) \quad (1.10)$$

Das operações vetoriais conhece-se (1.11)

$$\nabla \times \nabla \times \bar{H} = \nabla(\nabla \cdot \bar{H}) - \nabla^2 \bar{H} \quad (1.11)$$

A relação entre a intensidade de campo magnético \bar{H} e a densidade de fluxo magnético \bar{B} para um material linear é:

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (1.12)$$

Onde μ é a permeabilidade do material dada por (1.13).

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (1.13)$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \frac{\text{V.s}}{\text{A.m}} = \text{Permeabilidade no vácuo.}$$

$\mu_r =$ Permeabilidade relativa do material.

Reunindo (1.8), (1.10), (1.11) e (1.12) obtém-se a expressão (1.14).

$$-\nabla^2 \bar{H} = \sigma \nabla \times \bar{E} + \epsilon \frac{\delta}{\delta t} (\nabla \times \bar{E}) \quad (1.14)$$

Substituindo (1.9) e (1.12) em (1.14) determina-se (1.15), sendo a permeabilidade μ constante.

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu \sigma \frac{\delta \bar{H}}{\delta t} + \mu \epsilon \frac{\delta^2 \bar{H}}{\delta t^2} \quad (1.15)$$

A equação diferencial obtida determina a distribuição do campo magnético dentro do corpo condutor. Esta é chamada de "equação de difusão" [1].

A equação (1.15) formulada para o regime permanente senoidal, está dada na expressão (1.16).

$$\nabla^2 \bar{H} = \mu \sigma j \omega \bar{H} (1 + j \frac{\omega \epsilon}{\sigma}) \quad (1.16)$$

Satisfeita a segunda hipótese, a expressão acima pode ser simplificada. Reescrevendo-a em termos da resistividade ρ do material obtêm-se (1.17).

$$\nabla^2 \bar{H} = \frac{\mu}{\rho} j\omega \bar{H} \quad (1.17)$$

As equações de difusão para o campo elétrico \bar{E} e a densidade de corrente \bar{J} podem ser deduzidas de modo análogo.

Para o campo elétrico está dada na expressão (1.18) cuja solução para o regime permanente senoidal é a da expressão (1.19).

$$\nabla^2 \bar{E} = \mu \sigma \frac{\delta \bar{E}}{\delta t} + \mu \epsilon \frac{\delta^2 \bar{E}}{\delta t^2} \quad (1.18)$$

$$\nabla^2 \bar{E} = \frac{\mu}{\rho} j\omega \bar{E} \quad (1.19)$$

Para a densidade de corrente a equação de difusão é dada pela expressão (1.20).

A solução simplificada está apresentada na expressão (1.21)

$$\nabla^2 \bar{J} = \mu \sigma \frac{\delta \bar{J}}{\delta t} + \mu \epsilon \frac{\delta^2 \bar{J}}{\delta t^2} \quad (1.20)$$

$$\nabla^2 \bar{J} = \frac{\mu}{\rho} j\omega \bar{J} \quad (1.21)$$

As equações de difusão (1.15), (1.18) e (1.20) deduzidas das equações de Maxwell, são os pilares em que se fundamenta a teoria do aquecimento por indução.

1.3.2 - O Efeito "Skin"

O efeito "Skin" representa a diminuição da densidade de corrente da periferia para o centro do condutor pelo qual flui uma corrente alternada.

Para compreender matematicamente o fenômeno, será considerado um cilindro de diâmetro infinito de forma tal que possa ser tratado como uma placa de grande espessura $|l|$.

A Figura 1.1 mostra o corte do cilindro a ser utilizado no tratamento analítico.

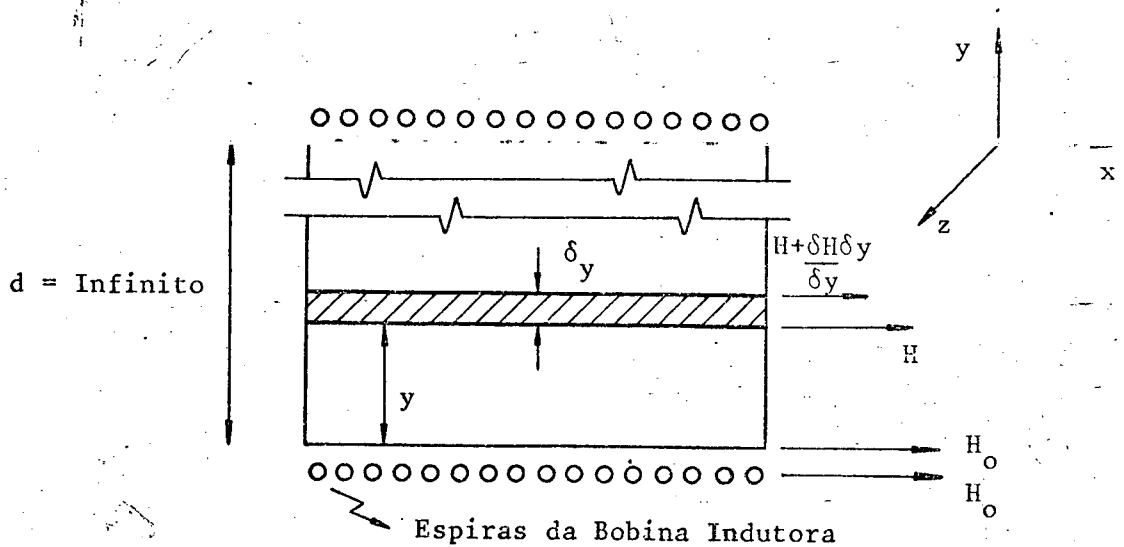


FIGURA 1.1 - Corte Transversal do Cilindro de Dimensões Infinitas.

As espiras da bobina serão consideradas suficiente mente próximas da superfície do cilindro de modo que o campo H_0 por estas produzido seja igual ao que existe na superfície do corpo.

Por serem grandezas vetoriais e por considerar o cilindro infinito como uma "Placa Retangular", pode-se trabalhar em coordenadas retangulares.

As condições de contorno são:

$$H_x (y = 0) = H_{0_{\max}} \cos \omega t$$

$$H_y = H_z = 0$$

Com base na representação do operador laplaciano em coordenadas retangulares tem-se:

$$\nabla^2 \bar{H} = \frac{\delta^2 \bar{H}}{\delta x^2} + \frac{\delta^2 \bar{H}}{\delta y^2} + \frac{\delta^2 \bar{H}}{\delta z^2} \quad (1.22)$$

Como $H_y = H_z = 0$ e como não existe variação nas direções x e z podem-se reunir as expressões (1.17) e (1.22) para obter-se (1.23).

$$\frac{d^2 H_x}{d y^2} - \frac{\mu}{\rho} j \omega H_x = 0 \quad (1.23)$$

$$\text{Fazendo: } K^2 = \frac{\mu}{\rho} j \omega \quad (1.24)$$

E resolvendo (1.23) determina-se a expressão (1.25)

$$H_x = C_1 e^{Ky} + C_2 e^{-Ky} \quad (1.25)$$

Utilizando as condições de contorno tais que para $y = \infty$, $H_x \neq \infty$ e $C_1 = 0$ e para $y = 0$, $H_x = H_{o_{\max}} \cos \omega t$, obtem-se a expressão (1.26).

$$H_x(y) = H_{o_{\max}} \cos \omega t e^{-Ky} \quad (1.26)$$

Das identidades de Euler sabe-se que:

$$\Re \{ e^{j\omega t} \} = \cos \omega t \quad (1.27)$$

De (1.26) e (1.27) pode-se obter (1.28).

$$H_x(y) = H_{o_{\max}} e^{(j\omega t - Ky)} \quad (1.28)$$

Definindo β tal que:

$$\beta^2 = \frac{\mu\omega}{2\rho} \quad (1.29)$$

Tem-se:

$$K = \beta(2j)^{1/2} \quad (1.30)$$

Como:

$$(1 + j)^2 = 2j \quad (1.31)$$

De (1.30) e (1.31) obtém-se (1.32)

$$K = \beta(1 + j) \quad (1.32)$$

Substituindo (1.32) em (1.28) e aplicando a identidade (1.27) determina-se a expressão do campo em função do tempo e do comprimento na direção y , dada por (1.33).

$$H_x(y) = H_{o_{\max}} \cdot \cos(\omega t - \beta y) \cdot e^{-\beta y} \quad (1.33)$$

A expressão acima proporciona importantes informações para a compreensão do efeito Skin no aquecimento indutivo.

Dela pode-se extrair que:

- 1 - A amplitude do campo magnético decresce exponencialmente da superfície para o centro do material.
- 2 - Há um deslocamento de fase do campo magnético no interior do cilindro, com relação ao campo na superfície, dado pelo produto $(-\beta y)$ para uma determinada frequência.

Com desenvolvimento análogo ao do campo magnético pode-se obter a expressão da distribuição da densidade de corrente

te no interior do condutor, dada pela expressão (1.34).

$$J_z(y) = J_{o_{\max}} \cdot \cos(\omega t - \beta y) \cdot e^{-\beta y} \quad (1.34)$$

As conclusões anteriormente extraídas tem o mesmo significado quando referidas à distribuição da densidade de corrente.

1.3.3 - Profundidade de Penetração

Foi visto o decrescimento da amplitude da densidade de corrente quando se aumenta a distância entre a superfície e o interior do corpo, assim como a sua influência no deslocamento de fase. Estas características estão representadas nas curvas da Figura 1.2.

Quando o expoente (βy) se torna unitário, a densidade de corrente tem diminuído $1/e$ ou 37% do seu valor na superfície |2|.

A profundidade à qual este valor corresponde define-se como "Profundidade de Penetração". Esta definição visa determinar um parâmetro que possa ser utilizado como referência prática para avaliar o poder de penetração das correntes induzidas.

Denominando a profundidade de penetração por δ , a definição é matematicamente representada pela expressão (1.35).

$$\delta = \frac{1}{\beta} \quad (1.35)$$

Substituindo (1.13) e (1.29) em (1.35) determina-se para a permeabilidade no vácuo, a expressão (1.36).

$$\delta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\rho \cdot 10^7}{\mu r \cdot f}} \quad (1.36)$$

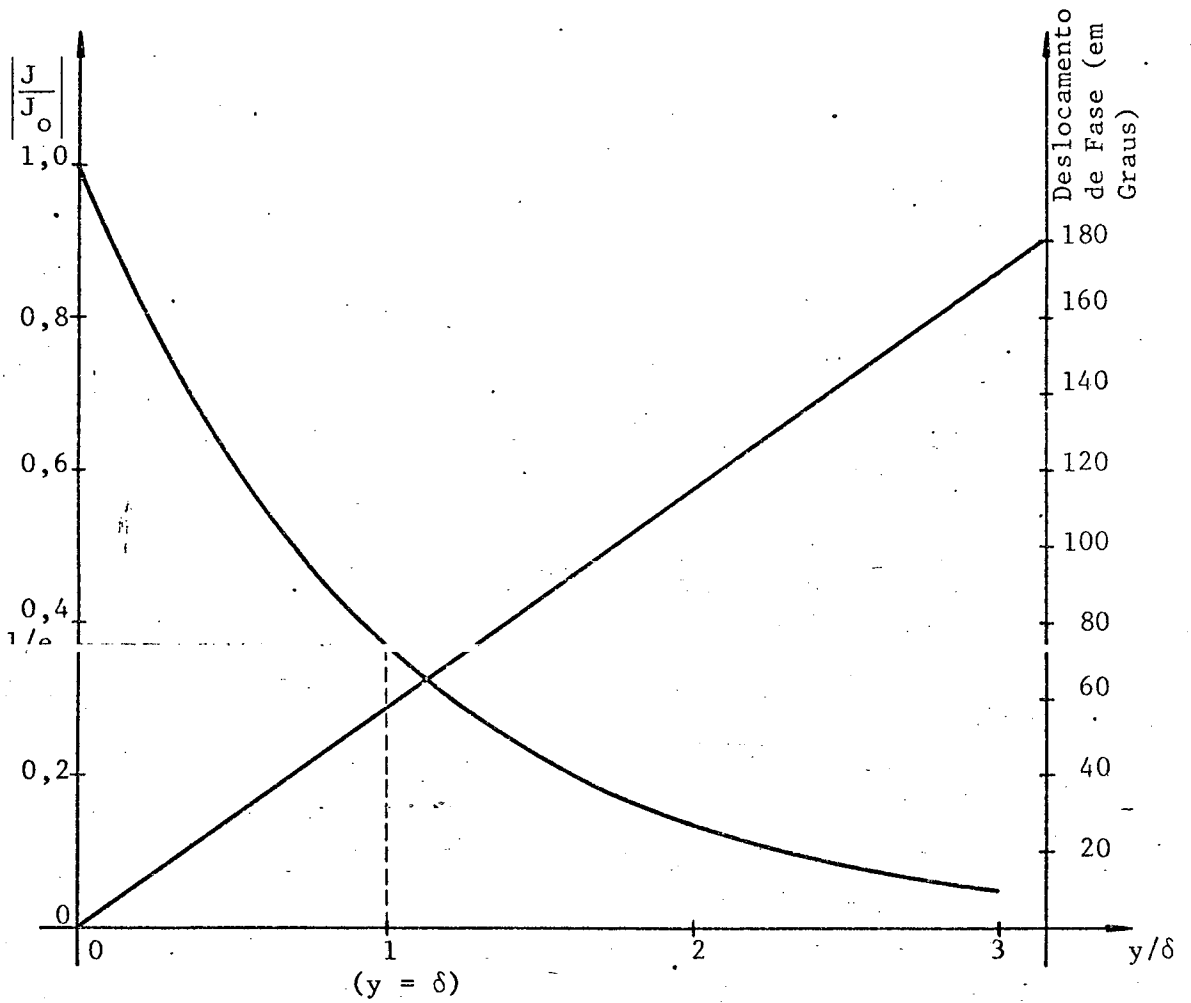


FIGURA 1.2 - Distribuição da Densidade de Corrente e Deslocamento de Fase.

Transformando as unidades de resistividade para ($\mu.\Omega.cm$) e obtendo a profundidade de penetração em (cm), a expressão (1.36) torna-se |2|:

$$\delta = 5,03 \sqrt{\frac{\rho}{\mu r.f}} \quad (1.37)$$

Esta expressão será posteriormente utilizada nos cálculos para o projeto da bobina indutora. Observa-se que a profundidade de penetração é proporcional à raiz quadrada da resistividade e inversamente proporcional à raiz quadrada da permeabilidade relativa e da frequência. Esta característica é de grande importância no aquecimento indutivo já que, dependendo da aplicação desejada, será interessante trabalhar com diferentes profundidades de penetração. Isto se torna possível com a variação da frequência das correntes induzidas.

Reside aqui uma das vantagens insuperáveis do aquecimento por indução, isto é, o aquecimento precisamente localizado. Por outro lado, a permeabilidade relativa do material tem um papel muito importante. Nos materiais diamagnéticos e paramagnéticos a permeabilidade relativa é unitária em toda a gama de temperaturas e não produz variações na profundidade de penetração. Mas, se o material a ser aquecido tiver características ferromagnéticas, a permeabilidade relativa assumirá valores elevados com relação à unidade, enquanto a temperatura não ultrapasse o ponto Curie. Como conseqüência a profundidade de penetração será menor, aumentando na medida em que a temperatura supera o ponto Curie, ponto no qual a permeabilidade relativa do material se torna unitária.

Da curva de deslocamento de fase na Figura 1.2, pode-se observar que para uma profundidade igual a π vezes a profundidade de penetração, as correntes induzidas se tornam em oposição de fase com as correntes da superfície. Desde que o valor destas correntes é apenas 4% do valor das correntes superficiais o efeito não tem conseqüências práticas.

1.3.4 - Fluxo e Potência no Aquecimento de um Cilindro Sólido

Praticamente, peças de qualquer geometria podem ser tratadas térmicamente por aquecimento indutivo. Entretanto, a análise matemática das expressões que regem o fluxo e a potência de todas estas geometrias é extensa e bem conhecida na literatura [1,2] por esta razão e por se utilizar a peça cilíndrica na maioria dos trabalhos executados em aquecimento indutivo, se limitará à análise de suas expressões de fluxo e potência [1].

Imagine-se um condutor cilíndrico de raio R inserido num campo magnético H com simetria axial no eixo que passa pelo seu centro e com direção no eixo z , como mostra a Figura 1.3 [3]. O campo varia senoidalmente induzindo correntes de Foucault que fluem em caminhos circulares dentro da peça.

As equações de difusão representam as grandezas eletromagnéticas no interior do condutor.

Levando em consideração a simetria axial no eixo z e a equação de difusão do campo (1.17), a distribuição do campo no interior do condutor em coordenadas cilíndricas, está dada pela expressão (1.38).

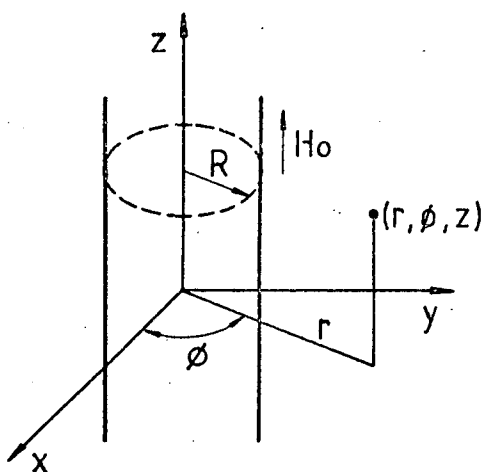


FIGURA 1.3 - Cilindro Condutor com Eixo Segundo z.

$$\frac{\delta^2 H_z}{\delta r^2} + \frac{1}{r} \frac{\delta H_z}{\delta r} - K^2 H_z = 0 \quad (1.38)$$

Onde o valor de K^2 é dado na expressão (1.24).

A equação (1.38) é clássica em problemas de simetria cilíndrica e tem como solução a função de Bessel de primeira classe e de ordem zero, $J_0(Kr)$.

Adotando a expressão (1.29) e considerando as condições de contorno previstas no item 1.3.2 (para $r = R$, $H = H_0 \cos \omega t$), pode-se chegar à solução dada pela expressão (1.39) [3]. Onde H_0 representa o campo magnético na superfície.

$$H_z = H_0 \frac{J_0(\sqrt{2j} \cdot r/\delta)}{J_0(\sqrt{2j} \cdot R/\delta)} \quad (1.39)$$

Como o argumento da função de Bessel é uma variável complexa, a equação acima pode ser escrita em termos das funções Ber e Bei de ordem zero.

Estas funções são tabeladas e bem conhecidas e portanto não se entrará em detalhes relativos à solução da equação (1.39) que é dada por:

$$\frac{H_z}{H_o} = \frac{\text{Ber}(\sqrt{2} r/\delta) + j\text{Bei}(\sqrt{2} r/\delta)}{\text{Ber}(\sqrt{2} R/\delta) + j\text{Bei}(\sqrt{2} R/\delta)} \quad (1.40)$$

Analogamente, pode-se deduzir a distribuição da densidade de corrente \bar{J} à partir de sua equação de difusão, logo |1|:

$$\frac{J_{\phi}(r)}{J_o} = \frac{\text{Ber}'(\sqrt{2} r/\delta) + j\text{Bei}'(\sqrt{2} r/\delta)}{\text{Ber}'(\sqrt{2} R/\delta) + j\text{Bei}'(\sqrt{2} R/\delta)} \quad (1.41)$$

Pode-se demonstrar que |1|:

$$J_o = \frac{\sqrt{2} H_o}{\delta} \quad (1.42)$$

Assim:

$$J_{\phi}(r) = H_o \cdot \frac{\sqrt{2}}{\delta} \cdot \left[\frac{\text{Ber}'(\sqrt{2} r/\delta) + j\text{Bei}'(\sqrt{2} r/\delta)}{\text{Ber}'(\sqrt{2} R/\delta) + j\text{Bei}'(\sqrt{2} R/\delta)} \right] \quad (1.43)$$

O fluxo total se fechando no interior do cilindro de raio R é dado pela expressão (1.44) |1|.

$$\phi_w = \mu_r A_w H_{0m}(P - jQ) \quad (1.44)$$

Onde:

$$P = \left| \frac{\sqrt{2}}{R/\delta} \right| \frac{\text{Bei}'(\sqrt{2} R/\delta) \text{Ber}(\sqrt{2} R/\delta) - \text{Ber}'(\sqrt{2} R/\delta) \text{Bei}(\sqrt{2} R/\delta)}{\text{Ber}^2(\sqrt{2} R/\delta) + \text{Bei}^2(\sqrt{2} R/\delta)} \quad (1.45)$$

$$Q = \left| \frac{\sqrt{2}}{R/\delta} \right| \frac{\text{Bei}'(\sqrt{2} R/\delta) \text{Bei}(\sqrt{2} R/\delta) + \text{Ber}'(\sqrt{2} R/\delta) \text{Ber}(\sqrt{2} R/\delta)}{\text{Ber}^2(\sqrt{2} R/\delta) + \text{Bei}^2(\sqrt{2} R/\delta)} \quad (1.46)$$

$$A_w = \pi R^2 = \text{Seção reta da Peça Cilíndrica.}$$

As expressões dos fatores adimensionais P e Q , assim como a expressão do fluxo são utilizadas no projeto da bobina indutora. Para facilitar o seu uso, os valores de P e Q são plotados em curvas como função de d/δ visto que o diâmetro da peça é normalmente mais utilizado que o seu raio. Estas curvas serão vistas posteriormente.

As perdas por unidade de comprimento para o cilindro em questão estão dadas na expressão (1.47) |1|.

$$P_w = \frac{1}{2} \int_0^R \rho |J_{\phi_m}|^2 \cdot 2\pi r dr \quad (1.47)$$

Calculando o módulo da expressão (1.43) obtém-se a expressão (1.48).

$$|J\phi_m|^2 = H_0^2 \cdot \frac{2}{\delta^2} \cdot \frac{\text{Ber}'^2(\sqrt{2} r/\delta) + \text{Bei}'^2(\sqrt{2} r/\delta)}{\text{Ber}^2(\sqrt{2} R/\delta) + \text{Bei}^2(\sqrt{2} R/\delta)} \quad (1.48)$$

Substituindo (1.48) em (1.47) e integrando:

$$P_w = \sqrt{2} \pi \frac{\rho}{\delta} R H_0^2 \left[\frac{\text{Bei}'(\sqrt{2} R/\delta) \text{Bei}(\sqrt{2} R/\delta) + \text{Ber}'(\sqrt{2} R/\delta) \text{Ber}(\sqrt{2} R/\delta)}{\text{Ber}^2(\sqrt{2} R/\delta) + \text{Bei}^2(\sqrt{2} R/\delta)} \right] \quad (1.49)$$

Observa-se que a expressão entre parênteses é idêntica à que existe na expressão (1.46) do fator Q , logo:

$$P_w = \pi R^2 \cdot \frac{\rho}{\delta^2} \cdot H_0^2 \cdot Q \quad (1.50)$$

O valor de δ^2 é obtido das expressões (1.29) e (1.35), sendo:

$$\delta^2 = \frac{\rho}{\mu \cdot \pi \cdot f} \quad (1.51)$$

A potência fornecida à peça (em Watts) obtém-se substituindo (1.51) em (1.50) e multiplicando pelo comprimento do cilindro l_c .

$$P_w = \pi H_0^2 f \cdot \mu \cdot A_w \cdot l_c \cdot Q \quad (1.52)$$

O valor médio de P_w transformando as unidades ao sistema C.G.S., é dado pela expressão (1.53).

$$P_w = 2.5 H_0^2 f \cdot \mu_r \cdot A_w \cdot \ell_c \cdot Q \cdot 10^{-8} \quad (1.53)$$

1.4 - Interrelações dos Parâmetros do Sistema de Aquecimento Indutivo

Os resultados produzidos pelo aquecimento por indução dependem de muitos parâmetros. Estes podem ser de origem elétrica, magnética, física, térmica ou geométrica.

A combinação exata dos parâmetros é complicada e a variação de alguns deles é não-linear tornando difícil e sem sentido prático qualquer análise mais aprofundada.

Contudo, tentará se estabelecer relações simplificadas entre os parâmetros mais relevantes, com o objetivo de ampliar a visão do sistema de aquecimento indutivo.

1.4.1 - Parâmetros Importantes

1.4.1.1 - Parâmetros Físicos

a) Permeabilidade Magnética Relativa do Material (μ_r)

Para os materiais ferrosos e temperaturas abaixo do ponto Curie a permeabilidade relativa é função do campo magnético. Esta função, representada pela curva de magnetização do material, é não-linear. Contudo, uma boa simplificação prática é dada pela expressão (1.54), nas unidades do sistema C.G.S., onde B_{Sat} representa a densi

dade de saturação do fluxo [4].

$$\mu_r = \frac{1.8 B_{\text{Sat}}}{H_o} + 1 \quad (1.54)$$

Para os materiais não-ferrosos e para os ferrosos em temperaturas acima do ponto Curie a permeabilidade relativa é unitária. A temperatura do ponto Curie varia de acordo com o percentual de ferro contido no material.

- b) Resistividade elétrica da peça (ρ_w) e da bobina indutora (ρ_b)

A resistividade varia com a temperatura. Na maioria dos metais esta variação é linear, dada pela expressão (1.55) [1].

$$\rho_o = \rho_1 [1 + \alpha (T_o - T_1)] \quad (1.55)$$

Onde:

ρ_o = Resistividade na Temperatura T_o .

ρ_1 = Resistividade na Temperatura T_1 .

α = Coeficiente de Resistividade do Material.

Para o aço carbono a resistividade a 20°C é aproximada pela expressão (1.56) dada em ($\mu.\Omega.\text{cm}$) [2].

$$\rho(20^{\circ}\text{C}) = 11.25 + 4.5 (c - 0,02) \quad (1.56)$$

Onde:

c = Percentual de carbono no aço.

O coeficiente de resistividade do aço carbono em ($\mu.\Omega.\text{cm}$) por grau centígrado é:

$$\alpha = 0,0043$$

c) Calor Específico (C)

Varia com a temperatura e na maioria dos materiais de forma não-linear. Contudo se consegue "Linearizar" por intervalos de temperatura, calculando-se assim o calor específico médio, dado pela expressão (1.57) |5|.

$$C_m = \frac{\int_{T_0}^{T_1} C \, dT}{\int_{T_0}^{T_1} dT} \quad (1.57)$$

Onde C representa o calor específico dado em ($\text{cal/g}^{\circ}\text{C}$).

1.4.1.2 - Parâmetros Eletromagnéticos

- a) Força magnetomotriz do indutor (Ampère-Espira por Unidade de Comprimento).
- b) Características do circuito magnético.
- c) Perdas magnéticas.
- d) Freqüência elétrica

1.4.1.3 - Parâmetros Térmicos

- a) Temperatura
- b) Condutividade térmica

1.4.1.4 - Parâmetros Geométricos

- a) Relação entre o diâmetro e a profundidade de penetração da peça (d/δ).
- b) Relação entre o diâmetro da bobina e o diâmetro da peça (D/d).
- c) Relação entre o comprimento do indutor e o diâmetro da peça (l_c/d).

1.4.1.5 - Tempo de Aquecimento

1.4.2 - Diagrama de Interrelações

À partir das expressões de potência transferida à carga (1.53), de profundidade de penetração (1.37) e dos conceitos anteriormente descritos, será montado o diagrama da Figura 1.4.

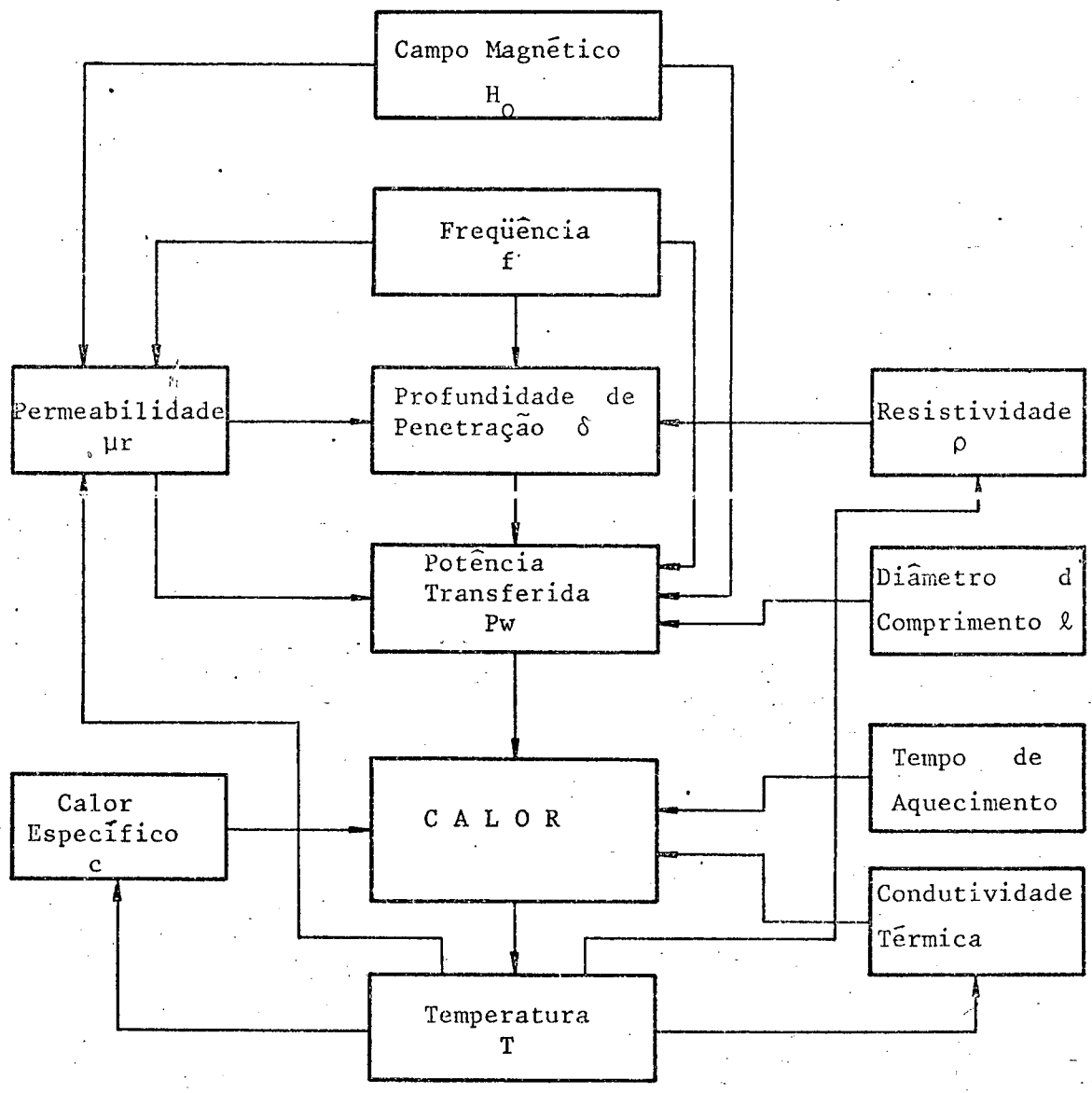


FIGURA 1.4 - Diagrama de Interrelações.

Do diagrama conclue-se que:

- 1 - A frequência de operação causa uma determinada profundidade de penetração na peça de trabalho. O campo magnético aplicado e a profundidade de penetração transferem à peça uma determinada potência.
- 2 - O calor específico e a condutividade térmica da peça, somados ao tempo em que esta permanece sob os efeitos do campo, produzem uma determinada quantidade de calor que eleva a temperatura.
- 3 - A variação da temperatura ocasiona modificações nos valores da resistividade e da permeabilidade do material em aquecimento. Estas determinam novos valores de profundidade de penetração que variam a transferência de potência à peça, gerando uma absorção de calor diferente.
- 4 - Como a temperatura é o parâmetro que define as características físicas do material, o sistema se estabilizará quando se atinja a temperatura desejada.

1.5 - Cálculos para Determinação da Bobina Indutora |1,4|

As unidades para o cálculo da bobina serão expressas no sistema C.G.S., visto que a literatura adotada utiliza este sistema de unidades.

1.5.1 - Composição do Fluxo Total

1.5.1.1 - Fluxo Total no Entreferro

O fluxo no entreferro é dado pela expressão (1.58) onde A_g representa a área do entreferro entre a bobina e a peça [4]. Como no sistema C.G.S., a permeabilidade para o ar é unitária, ela é omitida da expressão.

$$\phi_g = H_{o_m} \cdot A_g \quad (1.58)$$

1.5.1.2 - Fluxo Total na Peça

O fluxo na peça está dado na expressão (1.44), para um cilindro sólido P e Q assumem os valores dados pelas expressões (1.45) e (1.46). As curvas P e Q para varias geometrias da peça de trabalho serão dadas no item 1.5.3.

1.5.1.3 - Fluxo nas Espiras da Bobina

O fluxo existente no entreferro penetra as espiras da bobina numa determinada profundidade. Este fluxo pode ser aproximadamente calculado pela expressão (1.59) [4].

$$\phi_c = \frac{K_r \cdot p_c \cdot \delta_c}{2} H_{o_m} (1 - j) \quad (1.59)$$

Onde:

δ_c = Profundidade de penetração na bobina.

p_c = Perímetro interno da bobina.

K_r = Constante empírica introduzida para com-
pensar os espaçamentos entre as espiras,
cujo valor típico é 1.15.

O fluxo total entrelaçando as espiras da bobina é
portanto:

$$\phi_o = \phi_g + \phi_w + \phi_c \quad (1.60)$$

$$\phi_o = H_{om} \left| (Ag + \mu_r AwP + \frac{K_r p_c \delta_c}{2}) - j (\mu_r AwQ + \frac{K_r p_c \delta_c}{2}) \right| \quad (1.61)$$

1.5.2 - Circuito Equivalente

A corrente eficaz da bobina é dada pela expressão
(1.62) |4|.

$$I_c = \frac{H_{om} \cdot \ell_c}{0,4 \pi \sqrt{2} \cdot N_c} \quad (1.62)$$

Onde:

N_c = Número de espiras da bobina.

ℓ_c = Comprimento da bobina.

Nos casos em que a peça tiver comprimento menor que a bobina,
 ℓ_c deve ser substituído por ℓ_w . Em geral, é utilizado o menor de
les.

A tensão eficaz da bobina, necessária para criar o campo H_{om} na superfície é dada pela expressão (1.63) [4].

$$E_c = j \ 2 \ \pi \ f \ N_c \cdot \varnothing_0 \cdot 10^{-8} \quad (1.63)$$

De (1.61) e (1.63) determina-se a impedância do conjunto bobina indutora-carga, dada pela expressão (1.64).

$$Z_c = \frac{8\pi^2 \cdot 10^{-9} \cdot f \cdot N_c^2}{l_c} \left| (\mu_r \cdot A_w \cdot Q + \frac{K_r P_c \delta_c}{2}) + j (A_g + \mu_r A_w P + \frac{K_r P_c \delta_c}{2}) \right| \quad (1.64)$$

Da expressão acima pode-se deduzir o circuito equivalente do conjunto, representado na Figura 1.5.

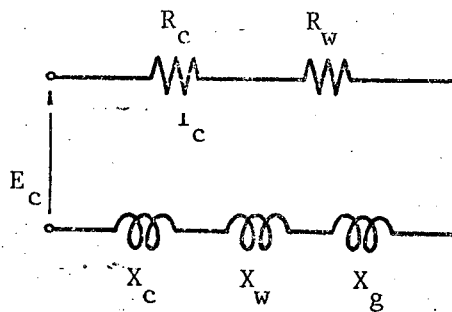


FIGURA 1.5 - Circuito equivalente do conjunto bobina indutora-carga.

Onde:

$$R_c = \frac{8\pi^2 \cdot 10^{-9} \cdot f \cdot N_c^2}{l_c} \left(\frac{K_r P_c \delta_c}{2} \right) \quad (1.65)$$

$$R_w = \frac{8\pi^2 \cdot 10^{-9} \cdot f \cdot N_c^2}{l_c} \quad (\mu r. Aw. Q) \quad (1.66)$$

$$X_c = R_c \quad (1.67)$$

$$X_w = \frac{8\pi^2 \cdot 10^{-9} \cdot f \cdot N_c^2}{l_c} \quad (\mu r. Aw. P) \quad (1.68)$$

$$X_g = \frac{8\pi^2 \cdot 10^{-9} \cdot f \cdot N_c^2}{l_c} \quad (Ag) \quad (1.69)$$

R_c = Resistência da bobina.

R_w = Resistência da peça.

X_c = Reatância devido ao fluxo na bobina.

X_w = Reatância devido ao fluxo na peça.

X_g = Reatância devido ao fluxo no entreferro.

A resistência da bobina R_c é util na determinação das perdas ocasionadas pela corrente I_c . O efeito "Skin" provoca a circulação de corrente na periferia das espiras da bobina elevando significativamente o valor da resistência.

A potência aparente da bobina é dada pelo produto $E_c I_c$ na expressão (1.70).

$$N_o = E_c I_c = 2.5 \cdot H_{om}^2 \cdot f \cdot l_c \cdot 10^{-8} \left| (\mu r AwQ + \frac{K_r P_c \delta_c}{2}) + \right. \\ \left. + j (Ag + \mu r AwP + \frac{K_r P_c \delta_c}{2}) \right| \quad (1.70)$$

A potência ativa é composta pela potência útil fornecida à peça (P_w) e pelas perdas na bobina (P_c).

Separando a expressão de P_w , tem-se:

$$P_w = 2.5 H_{om}^2 f l_c \mu_r A_w Q \cdot 10^{-8} \quad (1.71)$$

Esta, como era previsto coincide com a expressão (1.53).

1.5.3 - Curvas P e Q |1|

As curvas P e Q , necessarias para a determinação do fluxo total na peça, são dadas conforme a sua geometria.

1.5.3.1 - Cilindro Sólido

Para o cilindro, as curvas estão dadas na Figura 1.6, em função da razão $d/\delta\omega$, onde d representa o diâmetro e $\delta\omega$ a profundidade de penetração da peça.

$$\text{Para } d/\delta\omega > 8, \quad P = \frac{2}{d/\delta\omega} ; \quad Q = \frac{2}{(1.23+d/\delta\omega)}$$

1.5.3.2 - Placa Sólida

Entenda-se como uma peça de seção retangular na qual a largura é muito maior do que a espessura.

As curvas são dadas em função de $t/\delta\omega$ na Figura 1.7 onde t representa a espessura da placa.

$$\text{Para } t/\delta\omega > 8, \quad P = Q = \frac{1}{t/\delta\omega}$$

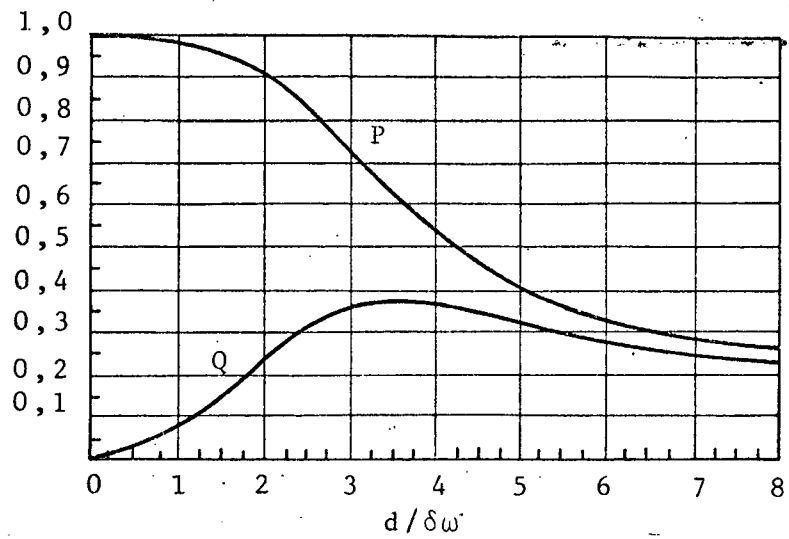


FIGURA 1.6 - Curvas P e Q para um Cilindro Sólido.

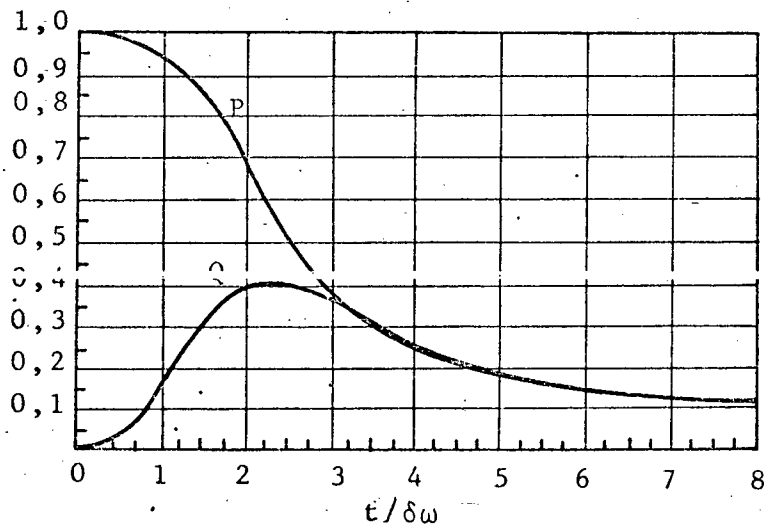


FIGURA 1.7 - Curvas P e Q para uma Placa Sólida.

1.5.3.3 - Cilindro Oco Não-Magnético

As curvas são dadas na Figura 1.8 em função de $d/\delta\omega$ e para cada valor de t/d .

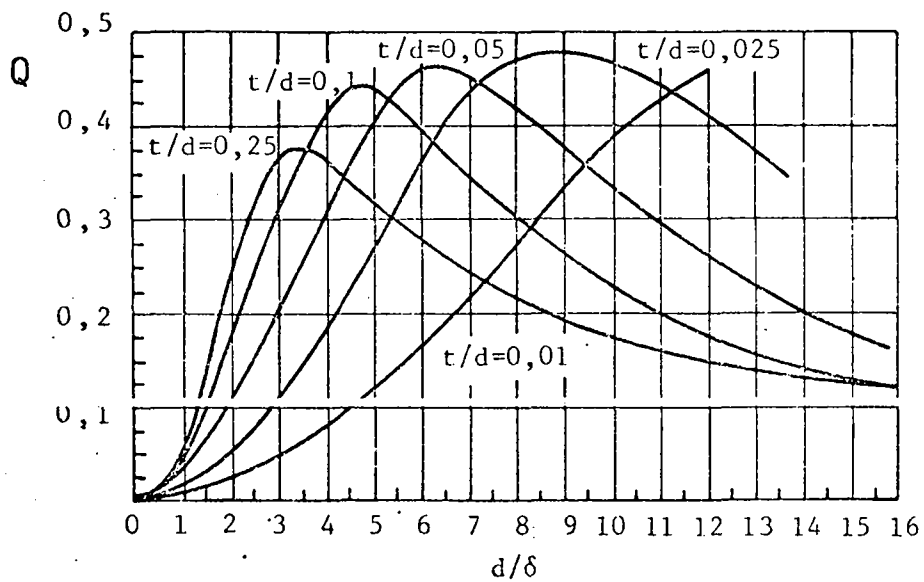
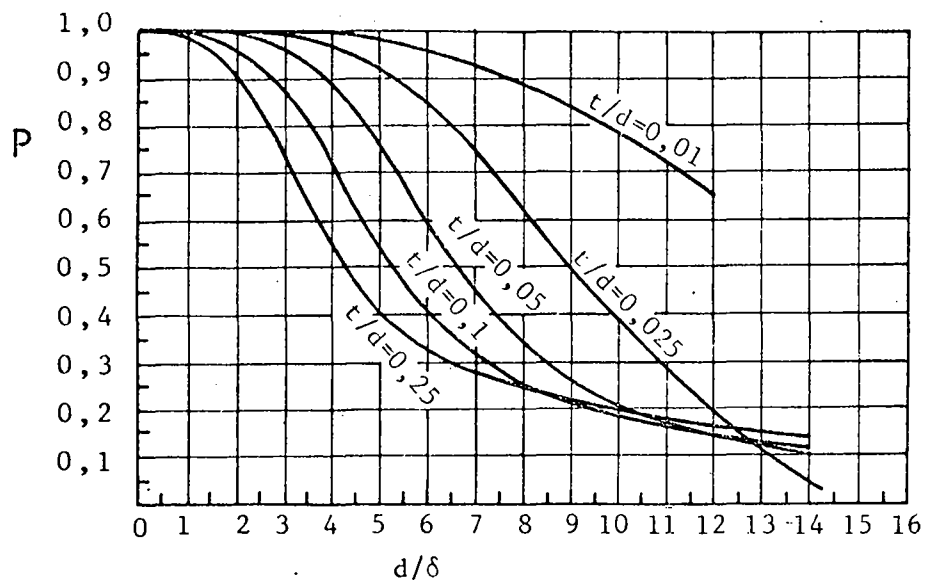


FIGURA 1.8 - Curvas P e Q para um Cilindro Oco Não-Magnético.

1.5.3.4 - Outros Casos |4|

Peças de seção quadrada podem ser tratadas como cilindros de igual perímetro. Se a largura de uma peça de seção retangular é maior ou igual a duas vezes sua altura ela pode ser tratada como uma placa.

Um cilindro oco pode ser tratado como sólido se a espessura da parede é maior que a profundidade de penetração.

Outras geometrias devem ser adaptadas aquelas disponíveis utilizando critérios lógicos similares aos mencionados anteriormente.

1.5.4 - Fator de Potência |4|

É definido sendo:

$$\cos \theta = \frac{P_C + P_W}{N_O} = \frac{P_O}{N_O} \quad (1.72)$$

Onde:

$$P_C = R_C \cdot I_C^2 = 2.5 \cdot f \cdot H_{om}^2 \cdot l_C \cdot 10^{-8} \cdot (K_r \cdot p_C \cdot \delta_C) \quad (1.73)$$

2

Observando-se as componentes de potência ativa e de potência reativa na expressão (1.70), pode-se concluir que o fator de potência depende de:

- 1 - A qualidade do acoplamento entre a bobina e a peça, representado pela área do entreferro A_g . A importante parcela introduzida pelo fluxo no entreferro é a causa principal do baixo valor do fator de potência apresentado pela bobina, que varia entre 0,1 e 0,5.
- 2 - A frequência, a permeabilidade relativa do material e sua resistividade, representadas pelos fatores adimensionais P e Q que dependem da profundidade de penetração $\delta\omega$.

1.5.5 - Rendimento e Frequência Mínima [2,4,6]

O rendimento da bobina é dado na expressão (1.74)

[4]..

$$\eta = \frac{P_w}{P_c + P_w} = \frac{P_w}{P_o} \quad (1.74)$$

Para uma peça cilíndrica, pode-se estabelecer a seguinte expressão simplificada do rendimento [6]:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{D^2}{d^2} (1+6,25 \frac{\delta\omega^2}{d^2}) \sqrt{\frac{\rho_b}{\mu_r \cdot \rho_w}}} \quad (1.75)$$

Onde:

D = Diâmetro da bobina.

d = Diâmetro da peça.

ρ_b = Resistividade da bobina.

ρ_w = Resistividade da peça.

Dela conclue-se que um bom rendimento depende dos seguintes fatores:

- 1 - Bom acoplamento, dado pela relação D/d .
- 2 - Relação d/δ_w adequada.
- 3 - Utilização de indutores de baixa resistividade.
- 4 - Limitação da temperatura do indutor.
- 5 - Utilização de materiais de resistividades elevadas.
- 6 - Permeabilidade magnética relativa, sendo superior nos materiais ferromagnéticos.

A determinação do valor ótimo para a relação d/δ_w pode ser feita a partir do fator $(1 + 6,25 \frac{\delta_w^2}{d^2})$ da expressão (1.75). Este não deverá exceder muito à unidade para não prejudicar o rendimento. Assim para:

$$1,0 < (1 + 6,25 \frac{\delta_w^2}{d^2}) \leq 1,5 \quad (1.76)$$

Tem-se:

$$\frac{d}{\delta\omega} \geq 3,5 \quad (1.77)$$

Determinado o valor da relação, pode-se estabelecer a expressão da frequência mínima necessária para realizar o trabalho desejado [2].

De (1.37) e (1.77) obtém-se (1.78).

$$f_{\min} = 310 \cdot \frac{\rho_w}{d^2 \cdot \mu r} \quad (1.78)$$

Obviamente, frequências maiores à f_{\min} melhoram o rendimento do sistema.

Na prática, para relações de $\frac{d}{\delta\omega} \geq 8$ os resultados são satisfatórios.

A escolha da frequência depende do tipo de trabalho a ser realizado. Nos casos de endurecimento superficial do aço, por exemplo, esta é determinada através da profundidade de penetração desejada.

1.5.6 - Resistividade e Permeabilidade [2,4]

Um bom critério para se calcular a resistividade prática a ser utilizada na faixa de temperatura de trabalho, é adotar a média das resistividades correspondentes àquela faixa [4].

Para a permeabilidade utiliza-se a expressão (1.54) onde a densidade de saturação do fluxo para a maioria dos aços e

ferros é de 16.000 Gauss |2|.

1.5.7 - Correção do Fator de Potência

Devido aos baixos valores do fator de potência, a apresentados pelo conjunto bobina indutora-carga, há necessidade de se fazer compensação.

1.5.7.1 - Compensação Paralela

Do circuito paralelo equivalente da Figura 1.9 tem-se:

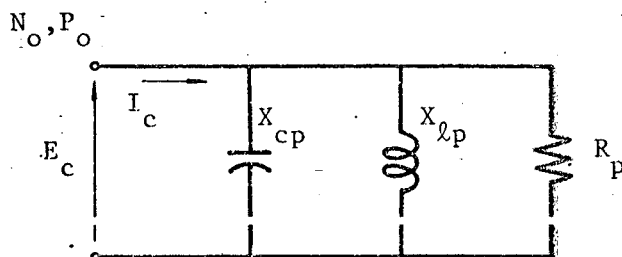


FIGURA 1.9 - Circuito Equivalente Paralelo.

R_p = Resistência equivalente paralela incluindo R_c e R_w .

X_{lp} = Reatância equivalente paralela incluindo X_c , X_w e X_g .

X_{cp} = Reatância de compensação capacitiva paralela.

$$R_p = \frac{(E_c/I_c)}{\cos \phi} \quad (1.79)$$

$$X_{\ell p} = \frac{(E_c/I_c)}{\sin \phi} \quad (1.80)$$

Logo:

$$C_p \leq \frac{1}{\omega X_{\ell p}} \quad (1.81)$$

1.6 - Método para Projeto da Bobina Indutora

O método descrito a seguir pode ser utilizado num grande número de trabalhos. Por ser simplificado, apresenta algumas aproximações que não comprometem seus resultados práticos.

verificou-se uma eficiência muito boa em casos onde:

- 1 - A relação entre o comprimento do indutor e o diâmetro da peça (ℓ_c/d) supera a unidade.
- 2 - Existe um bom acoplamento entre a bobina e a peça de trabalho (D/d próximo da unidade).

A bobina indutora e a peça podem ter formas variadas, desde que estas sejam razoavelmente constantes ao longo de seu comprimento.

As unidades serão expressas no sistema C.G.S.

1.6.1 - Passos do Projeto

1 - Cálculo da Potência Térmica |2|.

1.1 - Potência de Aquecimento (P_1)

$$P_1 = 4,18 \text{ M.C. } \Delta T \quad (1.82)$$

Onde:

P_1 = Potência necessária para elevar certa quantidade de massa à temperatura desejada (Watts).

M = Gramas aquecidas por segundo (g/s).

C = Calor específico médio obtido da expressão (1.57).

ΔT = Faixa de temperatura de aquecimento ($^{\circ}\text{C}$).

1.2 - Perdas por Radiação (P_2)

$$P_2 = 5,7 \cdot AT \cdot e \left[\left(\frac{T_1 + 273}{1000} \right)^4 - \left(\frac{T_0 + 273}{1000} \right)^4 \right] \quad (1.83)$$

Onde:

P_2 = Perdas por radiação (Watts).

AT = Área total da peça (cm^2).

ϵ = Fator de emissividade relativa do material (para altas temperaturas é praticamente unitário).

T_0 = Temperatura inicial ($^{\circ}\text{C}$).

T_1 = Temperatura final ($^{\circ}\text{C}$).

1.3 - Perdas por Convecção (P_3)

$$P_3 = 1,58 \times 10^{-4} \cdot AT \cdot (\Delta T)^{1,33} \quad (1.84)$$

P_3 = Perdas por convecção (Watts)

AT = Área total da peça (cm^2)

ΔT = Faixa de temperatura ($^{\circ}\text{C}$)

1.4 - Potência útil introduzida na peça (P_T)

$$P_T = P_w = P_1 + P_2 + P_3 \quad (1.85)$$

2 - Cálculo de μ_r e H_{om} .

De (1.71) tem-se:

$$H_{om} = \sqrt{\frac{P_w \cdot 10^8}{2,5 \cdot f \cdot l_c \cdot \mu_r \cdot Aw \cdot Q}} \quad (1.86)$$

Para cargas magnéticas há necessidade de determinar H_{om} e μ_r por processos de tentativa

devido ao fator adimensional Q ser função de μ_r e consequentemente de H_{om} . Assim, estima-se um valor inicial elevado de H_{om} , calcula-se μ_r e obtêm-se Q da curva podendo assim determinar P_w . Compara-se com o P_w desejado (obtido no passo 1), se for menor adota-se um H_{om} maior, se for maior adota-se um H_{om} menor. Repete-se o processo até atingir valores iguais de P_w . Para cargas não-magnéticas $\mu_r = 1$ e o cálculo é direto.

3 - Cálculo do Fluxo Total ϕ_o .

O valor absoluto do fluxo é, da expressão (1.61):

$$\phi_o = H_{om} (A^2 + B^2)^{1/2} \quad (1.87)$$

Onde:

$$A = A_g + \mu_r \cdot A_w \cdot P + \frac{K_r \cdot p_c \cdot \delta_c}{2} \quad (1.88)$$

$$B = \mu_r \cdot A_w \cdot Q + \frac{K_r \cdot p_c \cdot \delta_c}{2} \quad (1.89)$$

4 - Cálculo do Número de Espiras N_c ou da Tensão E_c .

Dependendo da aplicação pode ser interessante fi

xar a tensão ou o número de espiras da bobina. Este passo é de grande importância pois nele se decide não somente o tamanho da bobina como a necessidade ou não de um transformador. Isto porque ao fixar uma das variáveis acima está automaticamente definido o valor da corrente necessária para introduzir a potência P_w calculada inicialmente. De (1.63):

$$N_C = \frac{E_C \cdot 10^8}{\sqrt{2} \pi f \cdot \phi_0} \quad (1.90)$$

5 - Cálculo da Corrente I_C

Dado pela expressão (1.62).

6 - Cálculo da Potência Aparente

Dado pela expressão (1.70).

7 - Cálculo de resistência da bobina R_C

Dado pela expressão (1.65).

8 - Cálculo do fator de potência

Dado pela expressão (1.72).

9 - Cálculo do Rendimento

Dado pela expressão (1.74).

10 - Cálculo da Frequência Mínima

Dado pela expressão (1.78).

11 - Cálculo do Circuito Equivalente Paralelo

Dado pelas expressões (1.79), (1.80) e (1.81).

1.6.2 - Aquecimento Através do Ponto Curie

No aquecimento indutivo através do ponto Curie, as potências transferidas à peça abaixo e acima deste ponto são diferentes devido à variação da permeabilidade relativa do material.

Para projetar a bobina de modo a que esta possa produzir o efeito desejado, no tempo desejado, é necessário que o valor médio das potências abaixo e acima do ponto Curie seja igual àquele determinado pelos cálculos da potência térmica.

Assim sendo, o projeto da bobina deve ser feito em duas etapas:

- 1 - Se projeta a bobina acima do ponto Curie, isto é, para $\mu_r = 1$.

Assume-se aqui um determinado valor de potência inicial P_w .

Os passos do projeto dados no item anterior são

calculados, substituindo-se o valor da potência térmica calculado no primeiro passo, pelo P_w aqui estimado.

- 2 - Determina-se a potência transferida à peça abaixo do ponto Curie, ou seja, com o material possuindo suas propriedades magnéticas ($\mu_r > 1$). Para tensão fixa, o fluxo total será o mesmo acima e abaixo do ponto Curie. Logo, da equação do fluxo (1.61), determina-se H_{om} e μ_r por processos tentativos, desde que nela constam os fatores adimensionais P e Q. Quando um valor de fluxo igual ao da primeira etapa é conseguido, os valores de H_{om} e μ_r estão definidos. Com eles pode-se calcular a potência transferida abaixo do ponto Curie P_w'' . Calcula-se o valor médio das potências e compara-se com o valor determinado pelos cálculos térmicos para realizar o trabalho desejado (P_w).
- Se esta potência média não satisfaz o aquecimento requerido, uma nova potência deve ser estimada na primeira etapa, repetindo-se o processo até conseguir valores iguais.

1.7 - Conclusões

Como conclusões deste capítulo serão enumeradas algumas das vantagens e desvantagens encontradas com a utilização da

técnica do aquecimento por indução.

1.7.1 - Vantagens

- 1 - O calor é gerado na própria peça com altas concentrações de energia.
- 2 - Transmissão de altas potências, atingindo elevadas temperaturas e realizando a operação em pequenos espaços de tempo.
- 3 - Não existe contato entre a peça e a fonte de calor.
- 4 - O processo afeta somente o material em questão.
- 5 - Transmissão de calor sem efeitos químicos no material.
- 6 - Transmissão de calor no vácuo e em atmosferas controladas.
- 7 - Possibilidade de elevar a temperatura apenas nas camadas superficiais do material.
- 8 - Vantagens operacionais
 - Controle fácil e preciso da temperatura.
 - Facilidade para a incorporação de elementos

para formação de ligas.

- Facilidade para produção em série.
- Fácil automação do processo.
- Flexibilidade de operação.
- Possibilidade de aquecimento parcial.
- Excelente reprodutibilidade da região aquecida.
- Equipamentos compactos.

9 - Vantagens Energéticas

- Melhoria das condições ambientais com baixos índices de poluição.
- Alto rendimento energético.
- Energia disponível no País.

1.7.2 Desvantagens

- 1 - Elevado custo inicial.
- 2 - Utilização limitada aos metais.
- 3 - Construção de bobinas especiais adaptadas aos formatos das peças de trabalho.

C A P Í T U L O II

ESTUDO DE UM INVERSOR MONOFÁSICO DE ALTA TENSÃO E ALTA FREQUÊNCIA2.1 - Introdução

A teoria do aquecimento indutivo mostra a importante influência da frequência, na transmissão de potência à peça de trabalho.

Assim, frequências elevadas implicam em montagens de menor capacidade em Volt-Ampères para se transferir a mesma potência a um dado material.

Por esta razão, o inversor a ser escolhido deverá operar em altas frequências, possuindo alguns Quilowatts de potência para poder realizar um bom número de aplicações no campo do aquecimento indutivo.

É importante observar que o conceito de alta frequência aqui utilizado, válido para os conversores estáticos operados a semicondutores de potência, não corresponde ao mesmo conceito utilizado em aquecimento indutivo. Em eletrônica de potência, altas frequências, correspondem à algumas dezenas de Quilohertz; no aquecimento indutivo, entretanto, estas são consideradas médias frequências.

Para comutar altas frequências com simplicidade são necessários transistores e para operar com potências elevadas, estes transistores devem possuir uma boa capacidade em tensão e corrente.

A escolha da estrutura adequada para o inversor as

sim como a utilização de circuitos de ajuda à comutação e comandos específicos são pontos fundamentais a serem observados para se obter uma montagem confiável e eficiente.

2.2 - Escolha da Estrutura Inversora

Dentre as estruturas de inversores de tensão existentes, procurar-se-á uma com as seguintes características:

- Possibilidade de operação em frequências elevadas.
- Funcionamento alimentando cargas indutivas.
- Número de transistores de potência reduzido.
- Capacidade de potência de alguns KVA.
- Alto rendimento.

Como consequência destas características, tem-se:

- a) As perdas por comutação devem ser minimizadas para garantir boa dissipação de calor nos transistores.

Para minimizar perdas, quando se opera com frequências elevadas, o ciclo de funcionamento real $I_C (V_{CE})$ deve ser situado na zona de baixas perdas [7].

b) A estrutura do inversor de tensão a ponto médio é uma das que apresenta o menor número de "interruptores", utilizando apenas dois [7].

c) Para conseguir altos rendimentos, os circuitos de ajuda à comutação devem ser não-dissipativos.

Estas características estão reunidas na estrutura mostrada pela Figura 2.1, concebida a partir do conceito de tiristor-dual [8]. Nela foi estudado o mecanismo da comutação de modo a simplificar os circuitos de ajuda à comutação quando se opera com frequências elevadas. As propriedades do tiristor-dual reduzem este circuito a um simples capacitor em paralelo com o transistor, garantindo assim a proteção contra dv/dt no bloqueio.

O conceito de dualidade propicia o disparo natural do transistor, com tensão e corrente nulas e conseqüentemente sem perdas.

Esta estrutura tem o seu funcionamento assegurado para cargas indutivas, como será visto a seguir.

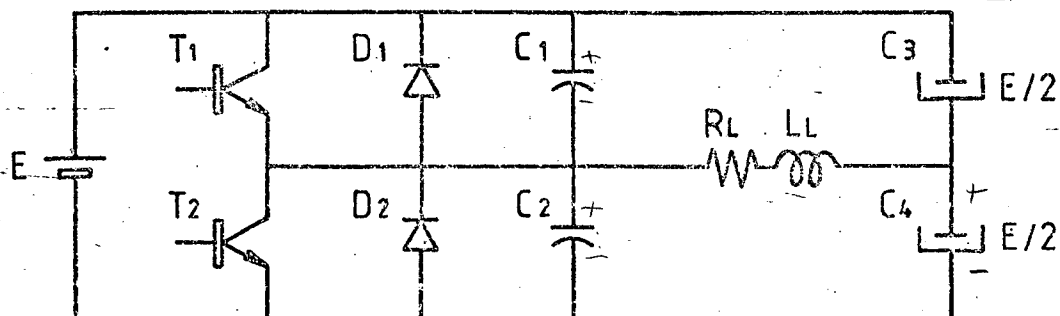


FIGURA 2.1 - Estrutura Inversora Escolhida.

Onde:

- E - Fonte de alimentação do inversor.
- T_1, T_2 - Transistores de potência.
- $D_1; D_2$ - Diodos de roda livre.
- C_1, C_2 - Capacitores de ajuda à comutação.
- C_3, C_4 - Capacitores divisores de tensão.
- R_L - Resistência de carga.
- L_L - Indutância de Carga.

2.3 - Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento da estrutura inversora escolhida se baseia na defasagem entre a corrente e a tensão das cargas indutivas.

As formas de onda da tensão e corrente na carga, com os respectivos intervalos de condução, assim como as ordens de comando para os transistores estão representadas na Figura 2.2.

2.3.1 - Seqüências de Funcionamento

a) 1ª Seqüência

O transistor T_1 possui corrente de base I_{B1} apropriada para conduzir e o transistor T_2 se encontra bloqueado.

Considera-se a estrutura em regime e portanto com

o capacitor de ajuda à comutação C_2 carregado com a tensão "E" da fonte, e a polaridade indicada na Figura 2.3.

O capacitor C_1 tem tensão nula enquanto a corrente de carga circula no sentido mostrado.

A tensão na carga vale "+E/2" e a duração desta seqüência é dada pelo intervalo ΔT_1 indicado na Figura 2.2.

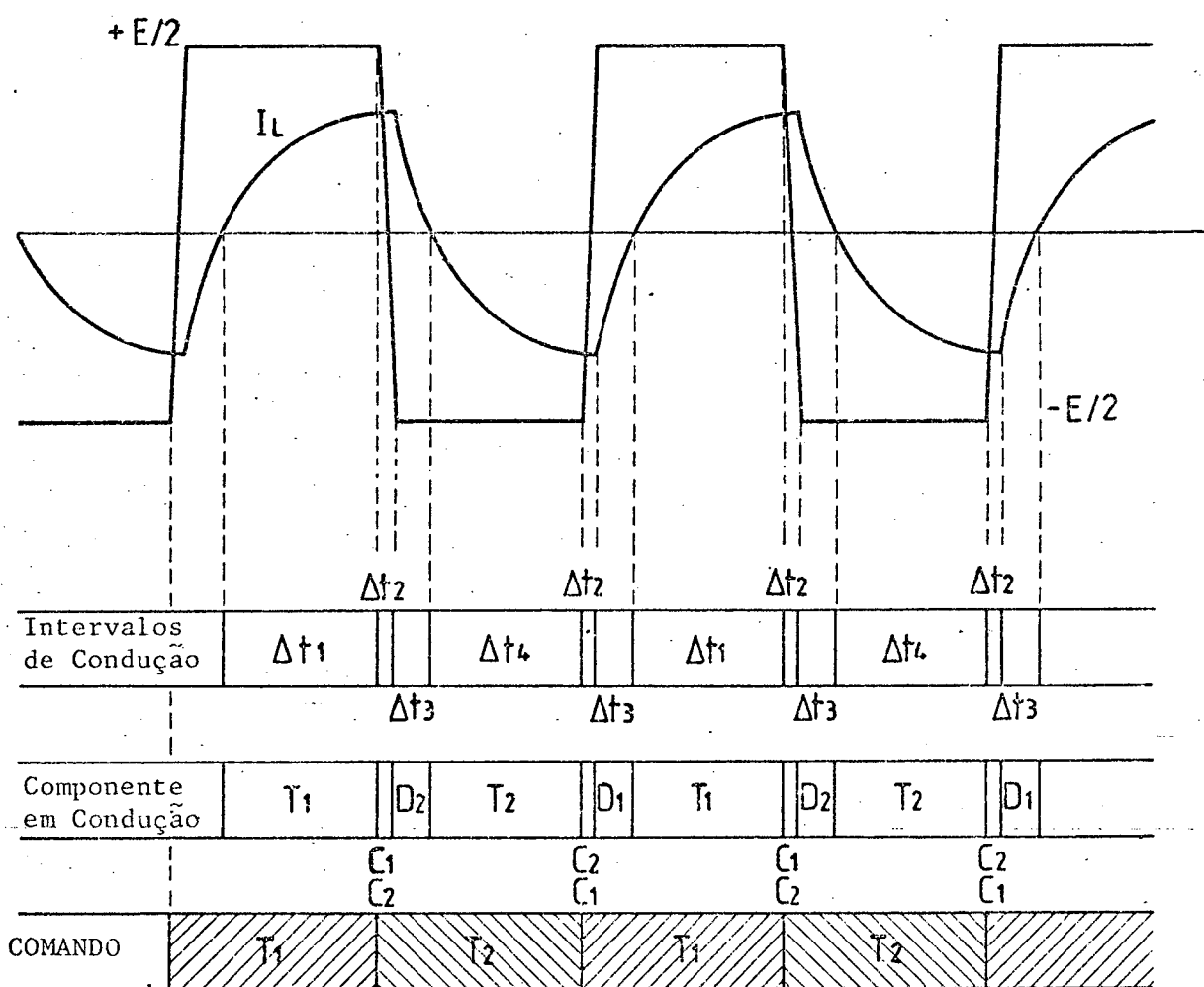


FIGURA 2.2 - Formas de Onda para Comutação com Corrente em atraso.

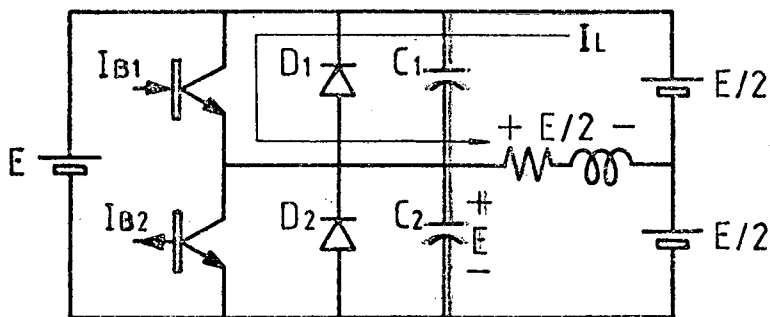


FIGURA 2.3 - Condução do Transistor T_1 .

b) 2ª Seqüência

Esta seqüência se inicia no instante em que é retirada a corrente de base do transistor T_1 . Como a corrente de carga dispõe de um valor elevado, devido à defasagem entre a corrente e a tensão, ela deve ser comutada do transistor T_1 para o capacitor de comutação C_1 . O capacitor começa a elevar a tensão na medida em que mais corrente lhe é transferida. Quando a corrente do transistor T_1 se anula, a transferência é completada.

Como: $V_{C1} + V_{C2} = E$ e como no instante em que se inicia esta seqüência, o capacitor C_2 está carregado com $V_{C2} = E$, a tensão do capacitor C_2 decresce na mesma proporção em que a tensão de C_1 aumenta. Quando a tensão de C_1 atinge o valor da fonte "E", o capacitor C_2 tem sua tensão anulada.

Assim, a descarga de C_2 provoca a circulação da

corrente i_{C2} , indicada na Figura 2.4.

Enquanto os capacitores C_1 e C_2 se carregam e descarregam respectivamente, a tensão na carga muda de "+E/2" para "-E/2".

Esta é a duração da seqüência, ou seja, o tempo que C_1 e C_2 levam para completar o ciclo. Como os capacitores são de baixos valores, a seqüência é muito rápida (ordem de microssegundos), dada pelo intervalo ΔT_2 indicado na Figura 2.2. Observa-se assim, que é a carga que fornece energia ao capacitor de ajuda à comutação, sendo a ela restituída pelo próprio capacitor, na comutação seguinte [8].

A carga deve possuir energia suficiente para assegurar uma transição completa de tensão ao capacitor C_1 , sob risco de não completar a comutação.

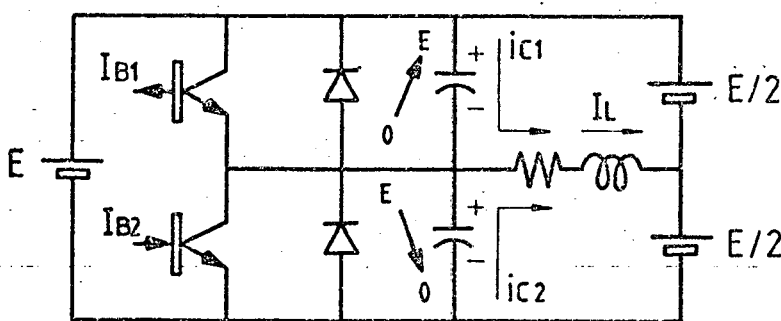


FIGURA 2.4 - Condução dos Capacitores de Ajuda à Comutação.

c) 3ª Seqüência

Quando as tensões nos capacitores C_2 e C_1 se tornam "0" e "E" respectivamente, as correntes i_{c1} e i_{c2} se anulam.

A corrente de carga ainda deve circular no sentido da primeira e segunda seqüência, até se anular. Assim, ela é transferida para o diodo de roda livre D_2 , como indica a Figura 2.5.

A corrente de carga se anula, após consumir o tempo correspondente à defasagem entre a tensão e a corrente de carga.

É fundamental observar que desde o início da segunda seqüência até o final desta, os transistores não conduzem permitindo que o transistor T_1 adquira capacidade de bloqueio e o transistor T_2 sua capacidade de disparo.

Esta característica afasta a possibilidade de condução simultânea ou curto-circuito dos transistores.

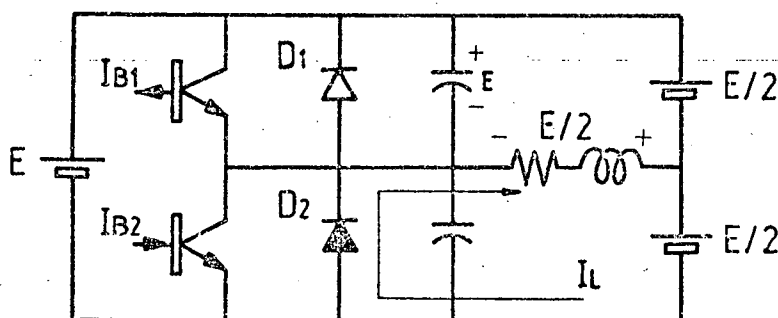


FIGURA 2.5 - Condução do Diodo de Roda Livre.

d) 4ª Sequência

O início desta sequência tem lugar na passagem da corrente de carga por zero.

O transistor T_2 possui corrente de base própria para a condução.

Quando a corrente de carga se inverte, o sentido se torna apropriado para a condução do transistor T_2 , como está representado na Figura 2.6.

Assim, observa-se que T_2 é disparado naturalmente, isto é, com corrente e tensão nulas.

Esta característica é extremamente favorável para a comutação, que se realiza sem perdas no disparo.

Com disparo sob tensão nula e polarização negativa de base no bloqueio, está-se garantindo a capacidade máxima de tensão dos transistores, tal como V_{CEX} .

No fim desta sequência completa-se o ciclo de funcionamento, voltando a serem acionados os capacitores de ajuda à comutação, como foi explicado para o outro braço do inversor.

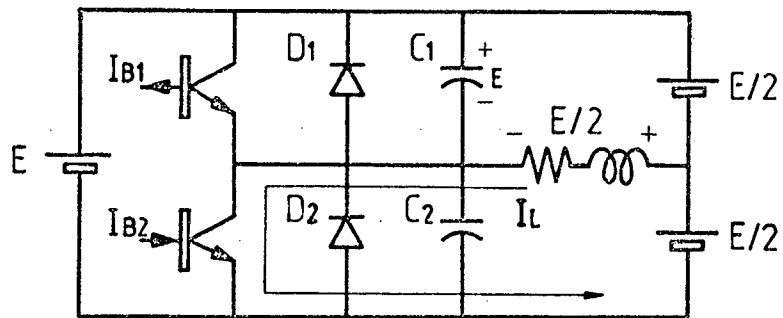


FIGURA 2.6 - Condução do Transistor T_2 .

2.4 - Dimensionamento do Inversor

A estrutura inversora será dimensionada, adotando-se como critérios gerais as três especificações seguintes:

- 1 - Potência aparente de 4 KVA.
- 2 - Tensão média retificada de 500 V.
- 3 - Frequência de operação de 20 KHz

2.4.1 - Dimensionamento dos Transistores de Potência

Para dimensionar os transistores de potência, levam-se em conta os níveis de tensão e corrente à qual são submetidos, assim como os tempos de disparo e bloqueio necessários para garantir uma boa comutação.

Com o propósito de utilizar a rede industrial de 380 V retificada, como fonte CC para o inversor, o transistor de potência deverá ter sua capacidade de tensão em torno dos 800 V,

para dar lugar a uma margem de segurança.

Para se obter uma grande confiabilidade da capacidade em tensão dos transistores é necessário |8|:

- Polarizar negativamente a junção base-emissor ($V_{BE} < 0$), enquanto a tensão $V_{CE} > V_{CE0}$.
- Garantir que a corrente de coletor tenha-se anulado, antes que a tensão V_{CE} atinja V_{CE0} , quando se realiza o bloqueio.

O nível de corrente dos transistores será determinado pelas necessidades da carga a ser ligada no inversor.

Entretanto, em razão das condições extremamente favoráveis da comutação, a estrutura escolhida se adapta muito bem à associação de transistores em paralelo e em configuração Darlington |8|. Esta última, utilizada com o objetivo de aumentar o poder de comutação dos transistores, já que apresenta um elevado ganho em corrente.

Para uma potência de 4 KVA e tensão CC de 500 V, o pico de corrente máxima assumido pela carga, para corrente senoidal, é de 23 A.

2.4.2 - Dimensionamento dos Diodos de Roda Livre

Os diodos de roda livre são dimensionados segundo o mesmo critério adotado para os transistores, ou seja, capacidade em tensão e corrente.

É necessário levar em consideração o tempo de recuperação reversa do diodo. Este, deve ser rápido, devido às frequências envolvidas, às restrições impostas pelos transistores quanto ao pico de corrente inversa do diodo, e às perdas por comutação.

O diodo deve ser especificado para:

- Capacidade de tensão ≥ 800 V.
- Capacidade de corrente máxima ≥ 23 A.
- Tempo de recuperação reversa < 200 n seg.

2.4.3 - Dimensionamento dos Capacitores de Ajuda à Comutação

A condução dos capacitores de comutação ocorre durante o intervalo ΔT_2 , definido pela 2ª seqüência de funcionamento, dada no item 2.3.1.

Com base na análise feita para esta seqüência, será determinado o valor do capacitor de comutação.

Considera-se que a corrente do transistor tenha-se anulado e portanto a sua transferência para os capacitores de comutação, tenha-se completado. A rigor, este fenômeno merece mais atenção e será posteriormente tratado, no item 2.4.3.1-a.

Assim, durante o intervalo ΔT_2 o circuito apresenta o comportamento mostrado na Figura 2.7.

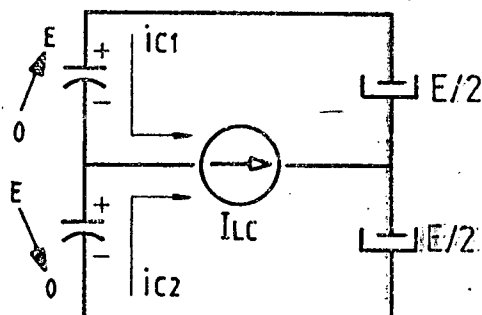


FIGURA 2.7 - Circuito para Condução dos Capacitores de Comutação.

Como a seqüência deve ser muito rápida para proporcionar um bom funcionamento em alta frequência, pode-se considerar a corrente de carga constante.

Maior precisão não é justificada, uma vez que a variação de I_{LC} em tempos de 1 a 2 microsegundos, é desprezível.

A carga e descarga de C_1 e C_2 , para corrente constante, é dada pelas expressões (2.1) e (2.2).

$$V_{c1} = \frac{i_{c1} \cdot \Delta T}{C_1} \quad (2.1)$$

$$V_{c2} = E - \frac{i_{c2} \cdot \Delta T}{C_2} \quad (2.2)$$

Para: $\Delta T = \Delta T_2$, a expressão (2.2) vale:

$$E = \frac{i_{c2} \cdot \Delta T_2}{C_2} \quad (2.3)$$

Como:

$$i_{c1} + i_{c2} = \bar{I}_{LC} \quad (2.4)$$

$$V_{c1} + V_{c2} = E \quad (2.5)$$

Tem-se:

$$\frac{dV_{c1}}{dt} + \frac{dV_{c2}}{dt} = 0 \quad (2.6)$$

Derivando (2.1) e (2.2) e substituindo em (2.6) ob-
têm-se (2.7).

$$\frac{i_{c1}}{C_1} - \frac{i_{c2}}{C_2} = 0 \quad (2.7)$$

Como a estrutura é simétrica pode-se deduzir de
(2.7) e (2.4) que:

$$i_{c1} = i_{c2} = \frac{I_{LC}}{2} \quad (2.8)$$

Substituindo (2.8) em (2.3) chega-se à expressão
(2.9).

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{LC} \cdot \Delta T_2}{2 E} \quad (2.9)$$

Para determinar o valor do capacitor de comutação é necessário adotar os valores críticos de I_{LC} e ΔT_2 .

Reescrevendo a expressão (2.9) em termos da impedância de carga vista pelo inversor, para corrente senoidal, determina-se a expressão (2.10).

$$C_1 = C_2 = \frac{\Delta T_2}{2\sqrt{2} Z_L} \quad (2.10)$$

2.4.3.1 - Critérios de Dimensionamento

a) Intervalo de Condução Mínimo (ΔT_2 min)

A transferência de corrente, do transistor para os capacitores de comutação, se realiza no início do intervalo ΔT_2 . Esta transferência finaliza quando o decrescimento da corrente conduzida pelo transistor é completado.

O tempo de decrescimento da corrente no transistor é muito importante e deve ser respeitado. Se o ciclo de carga e descarga dos capacitores ΔT_2 for rápido demais, pode acontecer que a corrente no transistor não tenha-se anulado quando os capacitores atingem os valores finais. Se isto acontecer, o outro transistor pode entrar em condução provocando curto-circuito, pois terá tensão nula devido ao capacitor de comutação, e corrente de base propícia para a condução. Por outro lado, o transistor em bloqueio pode

superar a tensão V_{CE0} antes de anular a corrente de coletor, o que é prejudicial para o componente.

Torna-se necessário portanto, prever um tempo mínimo para o intervalo ΔT_2 .

Este tempo, deve ser adotado em função do tempo de decrescimento t_f da corrente de coletor, do transistor de potência utilizado na estrutura.

b) Impedância de Carga Mínima ($Z_{L\min}$)

Para as cargas utilizadas em aquecimento indutivo, onde o valor da impedância pode sofrer variações, o capacitor deve ser dimensionado para o menor valor de impedância que a carga assumir.

c) Perdas Dielétricas

Devido aos níveis de tensão, corrente e frequência de operação da estrutura, os capacitores devem ser especiais, de baixas perdas dielétricas, para evitar problemas de natureza térmica.

Em geral, os capacitores de polipropileno de alto desempenho oferecem excelentes resultados |8|.

2.4.4 - Dimensionamento dos Capacitores Divisores de Tensão

O dimensionamento dos capacitores C_3 e C_4 será

feito com base nos intervalos de condução dos transistores.

Assim, para T_1 conduzindo o circuito do inversor é representado pela Figura 2.8.

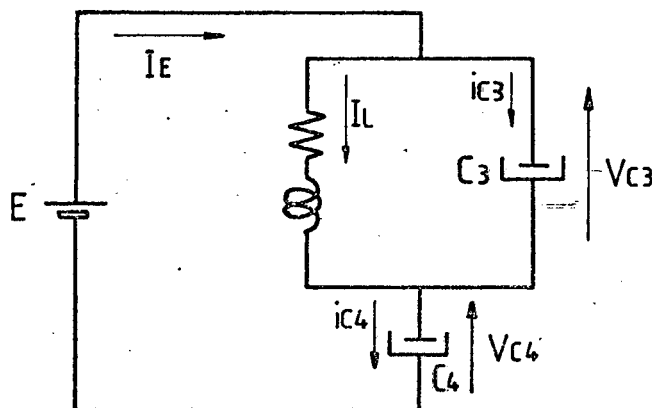


FIGURA 2.8 - Circuito para Dimensionamento dos Capacitores Divisores de Tensão.

Onde:

$$V_{C3} + V_{C4} = E \quad (2.11)$$

$$\frac{dV_{C3}}{dt} + \frac{dV_{C4}}{dt} = 0 \quad (2.12)$$

Logo, para $C_3 = C_4 = C_{DT}$, obtém-se:

$$i_{C3} = -i_{C4} \quad (2.13)$$

$$I_L + i_{C3} = i_{C4} \quad (2.14)$$

De (2.13) e (2.14) obtém-se:

$$i_{c3} = - \frac{I_L}{2} \quad (2.15)$$

Considerando a corrente de carga senoidal e em fase com a tensão, para simplificar a análise, é determinada a expressão dos capacitores divisores de tensão.

Adota-se como critério a queda de tensão nos capacitores, como mostra a Figura 2.9.

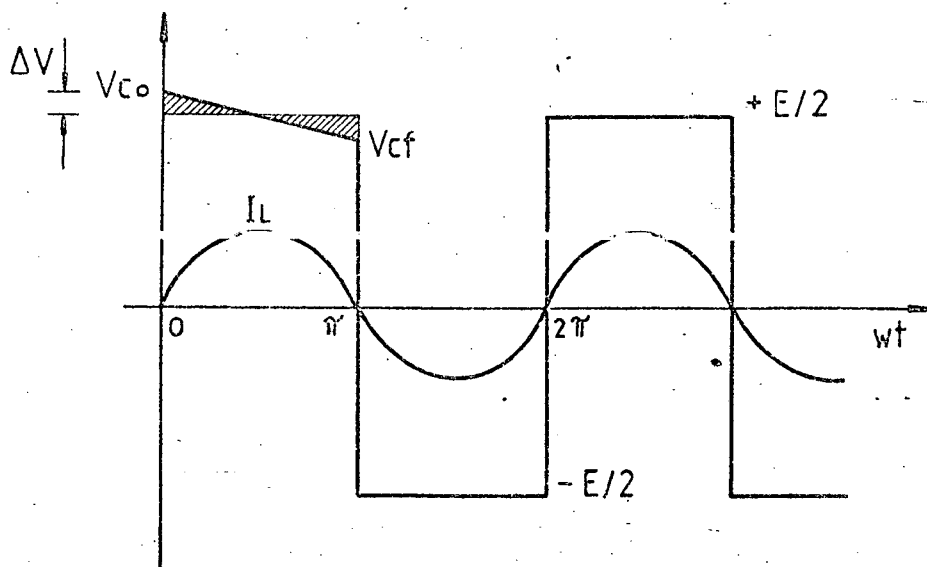


FIGURA 2.9 - Forma de Onda da Queda de Tensão nos Capacitores.

Logo:

$$I_L = I \text{ sen } \omega t \quad (2.16)$$

$$V_{C0} = \frac{E}{2} + \Delta V \quad \frac{E}{2} = V_{C0} - \Delta V \quad (2.17)$$

$$V_{Cf} = \frac{E}{2} - \Delta V \quad (2.18)$$

$$V_{Cf} = V_{C0} - \frac{1}{\omega C_{DT}} \int_0^{\pi} \frac{I}{2} \text{ sen } \omega t \, d\omega t \quad (2.19)$$

Substituindo (2.17) e (2.18) em (2.19) e resolvendo, determina-se a expressão (2.20).

$$C_{DT} = \frac{I}{4\pi f \Delta V} \quad (2.20)$$

2.4.4.1 - Corrente e Tensão Máxima nos Capacitores

$$I_{Cmax} = \frac{I}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_{ef} \quad (2.21)$$

$$V_{Cmax} = \frac{E}{2} + \Delta V \quad (2.22)$$

2.4.4.2 - Especificações dos Capacitores

Com os critérios adotados e uma queda de tensão de 7% da tensão na carga, os capacitores divisores de tensão foram especificados para:

$$C_3 = C_4 = 5 \mu F / 630 V$$

Estes capacitores devem ser de alto desempenho em frequências elevadas.

2.5 - Controle de Potência

O controle de potência, para as cargas utilizadas em aquecimento indutivo, pode ser realizado de varias maneiras:

- a) Variando-se a tensão de alimentação do inversor para frequência fixa.
- b) Variando-se a frequência de operação do inversor (foi vista a sua influência na transmissão de potência à peça de trabalho).
- c) Variando-se o acoplamento entre o indutor e a peça de trabalho.

As características do inversor escolhido, dificultam a variação da frequência de operação. Por outro lado, a variação do acoplamento, embora um método simples e eficiente, não é

adequado quando se requer um controle mais apurado.

A variação da tensão de alimentação, ao contrário, pode ser facilmente implementada através de uma ponte trifásica semi-controlada.

A variação do ângulo de disparo dos tiristores permite um controle total da tensão de alimentação do inversor, como será visto a seguir.

2.6 - Retificador Trifásico em Ponte Mista | 9 |

O emprego da estrutura retificadora em ponte mista para aplicações com operação em apenas um quadrante representa uma sensível redução do custo da montagem.

A utilização de apenas três tiristores e a consequente simplificação dos circuitos de comando são as razões principais para o uso desta configuração, representada em sua versão com diodo de circulação, na Figura 2.10.

Esta versão apresenta particular interesse em cargas indutivas.

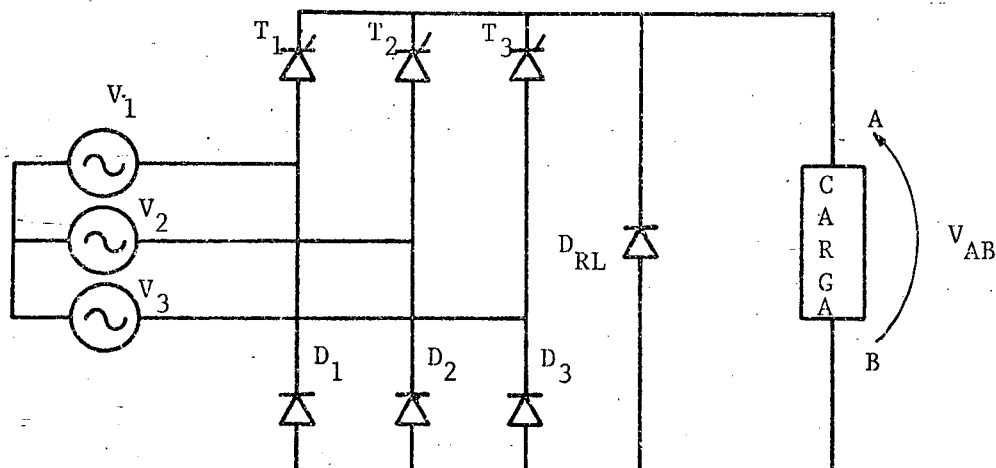


FIGURA 2.10 - Ponte Trifásica Mista com Diodo de Circulação.

2.6.1 - Análise de Funcionamento

Para compreender melhor o funcionamento, a estrutura é representada por dois grupos de retificadores com ponto médio associados em série, sendo um grupo controlado e outro não controlado.

A Figura 2.11 ilustra esta associação.

Para efeito de análise, os componentes serão considerados ideais e portanto com comutações instantâneas.

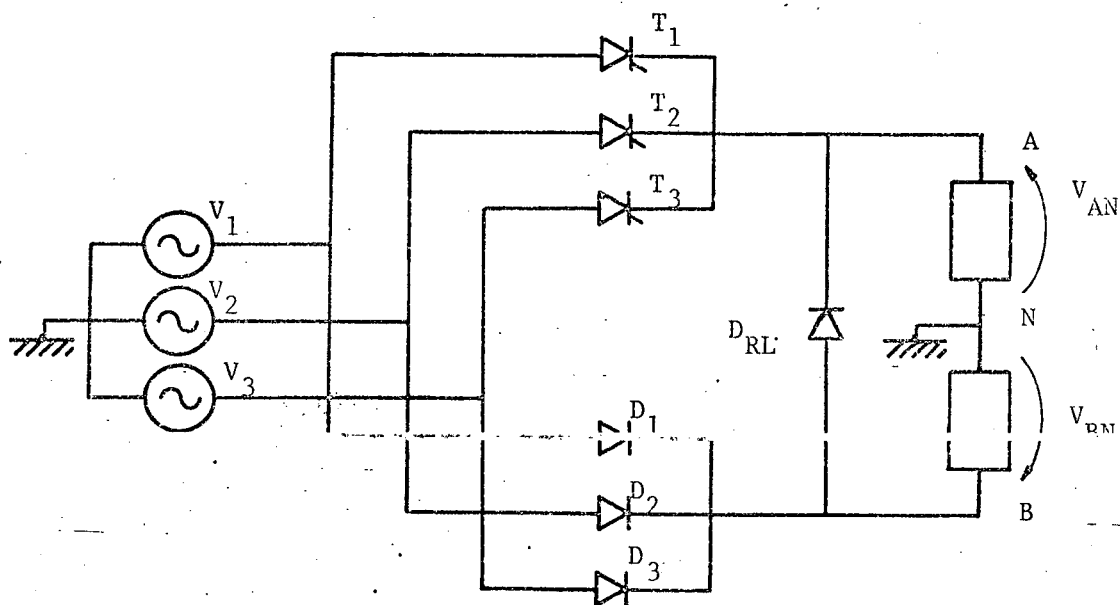


FIGURA 2.11 - Associação de Retificadores em Ponto Médio para Análise da Ponte Mista.

a) Condução Contínua

A condução contínua ocorre para ângulos de disparo inferiores a 60° . As formas de onda das tensões na carga, estão representadas na figura 2.12.

$$V_{AB} = V_{AN} + V_{NB}$$

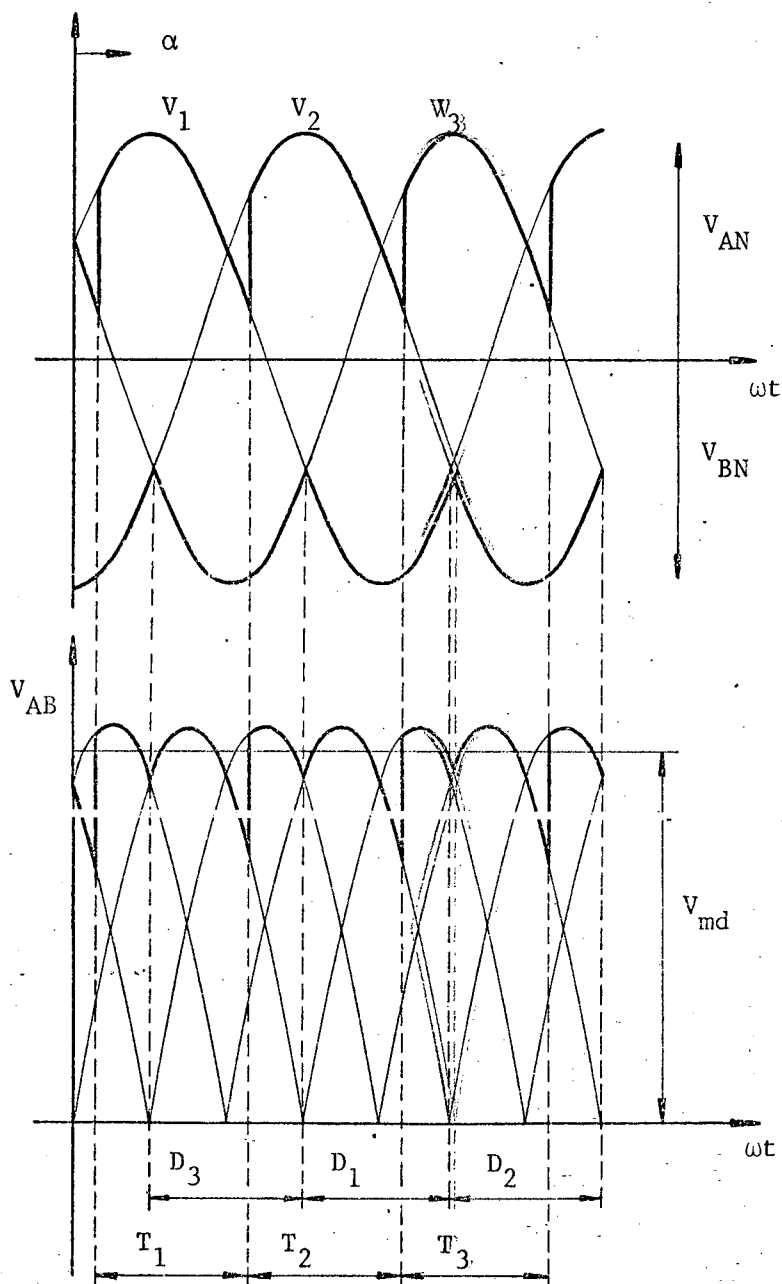


FIGURA 2.12 - Formas de Onda para Condução Contínua ($\alpha < 60^\circ$)

b) Condução Descontínua

Para ângulos de disparo superiores a 60° a condução torna-se descontínua, como mostra a Figura 2.13.

Nesta Figura observa-se a operação em roda livre, realizada pelo diodo D_{RL} . Este diodo permite diminuir a corrente média conduzida pelos tiristores já que, na sua ausência, a roda livre seria feita através dos ramos da ponte, determinando para os tiristores uma especificação mais rigorosa.

2.6.2 - Tensão Média Retificada

O controle da tensão média na carga é contínuo e ocorre para ângulos de disparo variando entre 0 e 180° .

O valor médio da tensão retificada na carga, é calculado pela expressão (2.23).

$$V_{md} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_L \sin \omega t \, d\omega t \quad (2.23)$$

Resolvendo (2.23) determina-se a expressão (2.24).

$$V_{md} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} V_L (1 + \cos \alpha) ; p/ 0 \leq \alpha \leq \pi \quad (2.24)$$

V_L = Tensão eficaz de linha

O valor médio da tensão de carga está representado graficamente na Figura 2.14.

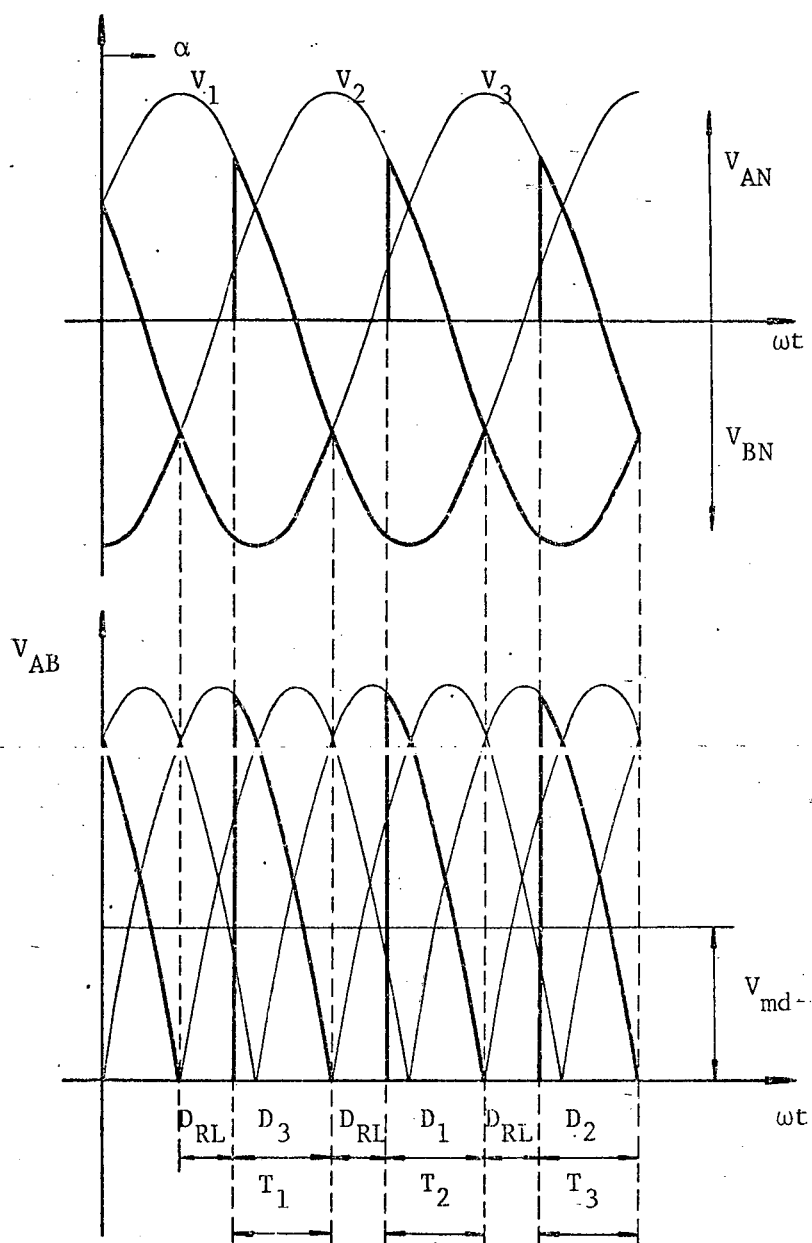


FIGURA 2.13 - Formas de Onda para Condução Descontínua ($\alpha > 60^\circ$).

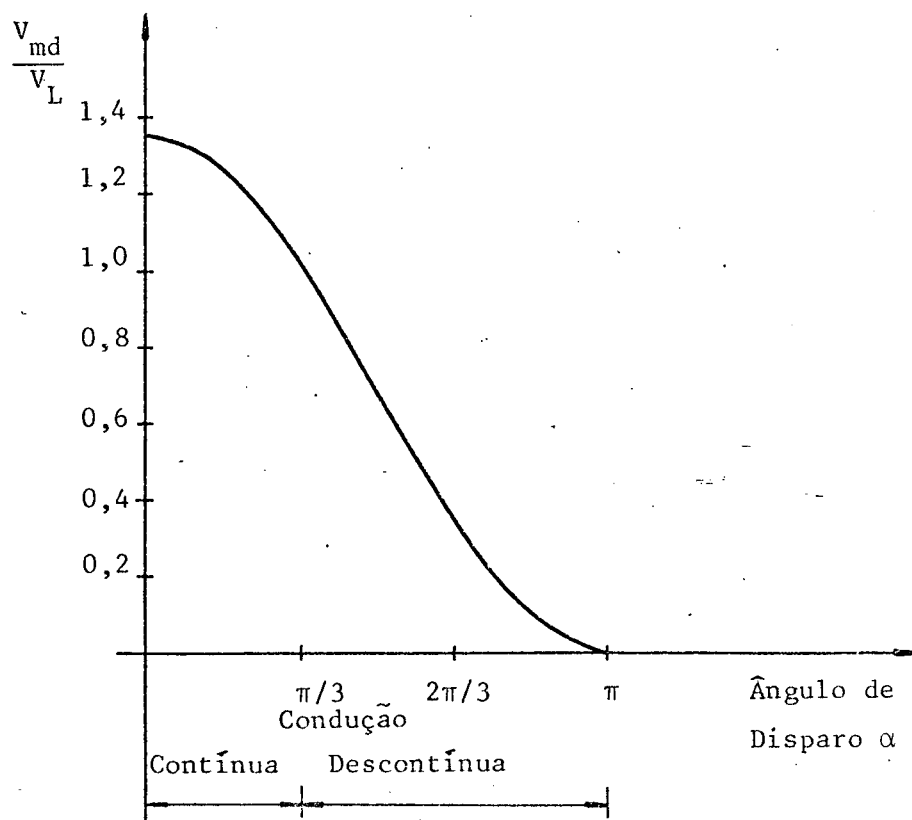


FIGURA 2.14 - Valor Médio da Tensão de Carga.

2.6.3 - Atenuação do "Ripple" de Tensão |10|

Para atenuar o "Ripple" de tensão na carga é inserido um filtro LC entre o retificador e a carga, como mostra a Figura 2.15.

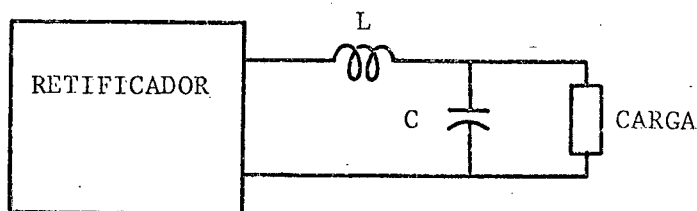


FIGURA 2.15 - Diagrama do Filtro LC.

O fator de atenuação, dado pela razão entre a tensão de entrada e a tensão de saída do filtro, é definido da seguinte forma |10|:

$$\text{Fator de atenuação} = \omega^2 L C - 1 \quad (2.25)$$

Cada harmônica de tensão é individualmente atenuada, sendo esta atenuação mais pronunciada nas harmônicas de frequências maiores, como indica a expressão (2.25).

Para efeito de dimensionamento do filtro, considera-se a harmônica principal, cuja frequência para a ponte trifásica mista é seis vezes a frequência de alimentação.

O valor do fator de atenuação é calculado pela razão entre a máxima amplitude de tensão que a harmônica principal pode assumir e a variação máxima de tensão admitida para a carga. Assim:

$$\text{Fator de Atenuação} = \frac{\text{Amplitude Max. da Harmônica Principal}}{\text{Variação Max. da Tensão de Carga}} \quad (2.26)$$

Com as expressões (2.25) e (2.26) é determinado o produto $L C$ e a partir deste é dimensionado o filtro, adotando os valores de L e C conforme a aplicação desejada.

O filtro foi especificado para:

$$C = 200 \mu\text{F} / 600 \text{ V}$$

$$L = 4 \text{ mH} / 10 \text{ A}$$

2.7 - Circuito de Potência Completo

O circuito de potência completo, do sistema de aquecimento indutivo, está apresentado na Figura 2.16.

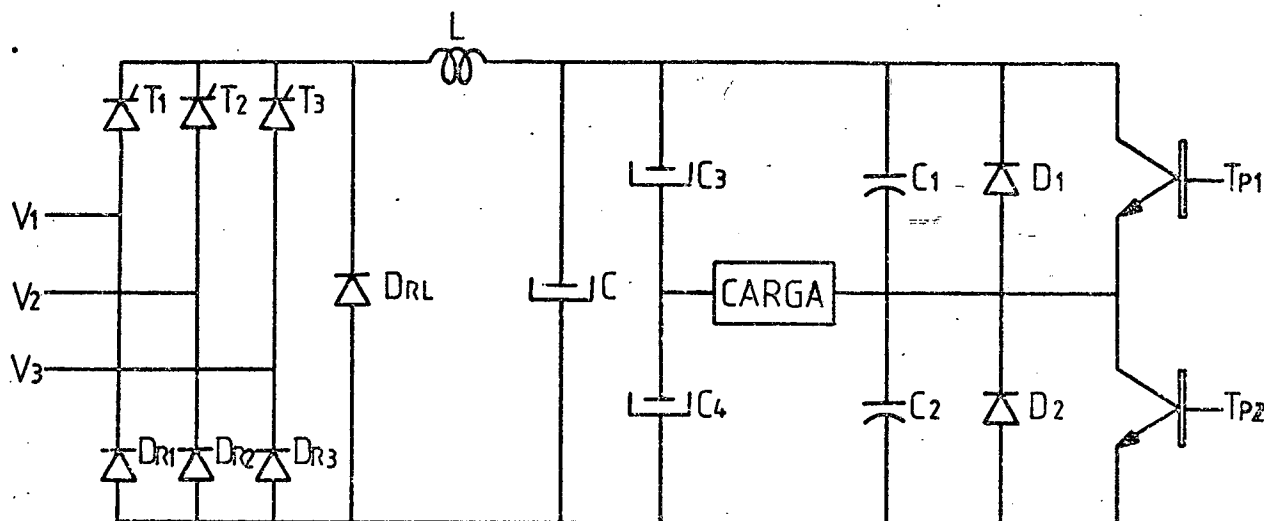


FIGURA 2.16 - Circuito de Potência do Conversor para Aquecimento Indutivo.

2.8 - Conclusões

Dentre as propriedades encontradas pela estrutura inversora apresentada, podem-se destacar:

1 - A estrutura escolhida possui as características do tiristor-dual.

O ciclo de funcionamento se situa na região de baixas perdas, tornando possível a operação em frequências elevadas.

2 - O disparo dos transistores ocorre naturalmente,

sob tensão e corrente nulas, garantindo a estes a capacidade de resistir a tensões elevadas tais como V_{CEX} .

- 3 - A determinação do capacitor de comutação é bastante delicada e depende do comportamento da carga assim como dos tempos de comutação dos transistores utilizados.
- 4 - Os transistores tem funcionamento garantido, afastando-se a possibilidade de condução simultânea ou curto-circuito, desde que o capacitor de comutação seja devidamente especificado.
- 5 - A estrutura se adapta à associação de transistores em paralelo e em configuração Darlington, aumentando assim a capacidade em corrente e o ganho de corrente dos transistores.
- 6 - A estrutura apresenta alto rendimento em decorrência do circuito de ajuda à comutação ser não-dissipativo.
- 7 - O princípio de funcionamento do inversor se adapta muito bem às cargas utilizadas em aquecimento indutivo.

C A P Í T U L O III

CIRCUITOS DE COMANDO

3.1 - Introdução

Neste capítulo serão estudados os circuitos de comando para as estruturas inversora e retificadora apresentadas no capítulo anterior.

Para o inversor, os circuitos de comando são divididos em:

- Comando de Base dos Transistores.
- Gerador de Frequência.

Ao retificador é associado o comando de disparo dos tiristores que controlam a tensão contínua de alimentação do inversor.

O diagrama simplificado do sistema estudado, está mostrado na Figura 3.1.

3.2 - Circuito de Comando de Base dos Transistores

3.2.1 - O Tiristor-Dual

O conceito de tiristor-dual surge com a propriedade de do transistor de potência de ser bloqueado quando uma cor

rente circula pelos seus terminais, dual à propriedade do tiristor de ser disparado quando seus terminais suportam uma tensão positiva.

As propriedades do tiristor-dual, deduzidas das dos tiristores, são as seguintes [11]:

a) Tiristor

1) Condição para disparo:
 $V \geq 0$ e ordem de disparo.

2) Condição para bloqueio:
 $I \leq 0$

3) Disparo espontâneo:
 Se $V = V_{\max}$

4) Capacidade em corrente:
 $I \leq I_{\max}$

5) Proteção contra sobrecorrente no disparo:
 Indutor série

b) Tiristor-Dual

1) Condição para bloqueio:
 $I \geq 0$ e ordem de bloqueio.

2) Condição para disparo:
 $V \leq 0$

3) Bloqueio espontâneo:
 Se $I = I_{\max}$

4) Capacidade em tensão:
 $V \leq V_{\max}$

5) Proteção contra sobretensão no bloqueio:
 Capacitor paralelo

O componente eletrônico que se apresentaria como o dual do tiristor, não existe naturalmente. Entretanto, o transistor de potência funcionando com as características da estrutura inversora estudada, associado a circuitos de comando específicos, possibilita a realização do desejado componente.

Observando-se as propriedades do tiristor-dual, conclui-se que as atribuições para o comando de base devem ser as seguintes:

- Provocar o bloqueio por extração de corrente inversa da base do transistor de potência.
- Dar ordem de disparo somente quando $V \leq 0$.
- Funcionar como disjuntor eletrônico quando $I = I_{max}$.
- Proporcionar aos transistores a capacidade máxima de tensão V_{CEX} , através de polarização negativa de base.

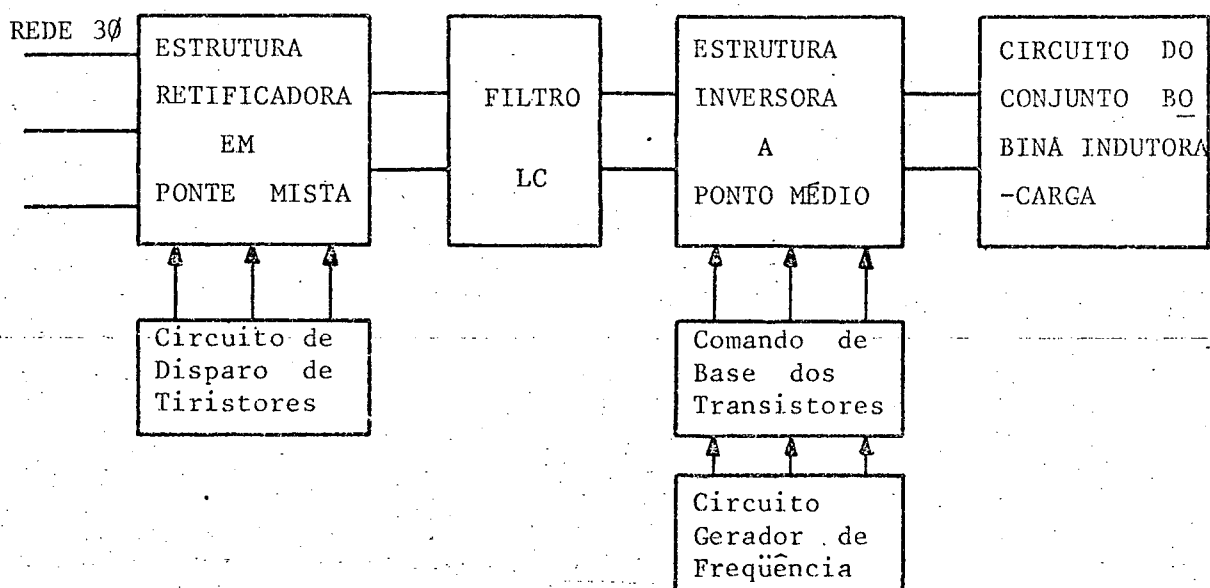


FIGURA 3.1 - Diagrama do Sistema para Aquecimento Indutivo, com os circuitos de comando.

3.2.2 - Circuito e Princípio de Comando

O comando dos transistores é do tipo 180° complementar, sem defasagem nem modulação.

O esquema do circuito de comando está indicado na Figura 3.2.

A configuração Darlington, composta pelo transistor Driver (T_{RD}) e pelos transistores T_{R1} e T_{R2} , será considerada para efeito de análise, como um único transistor T_p .

O transformador T, cujo primário recebe as ordens do gerador de frequência, alimenta com dois enrolamentos secundários cada comando de base do inversor. Este transformador, que garante o isolamento elétrico entre os comandos de base, propicia uma tensão alternada na frequência de trabalho da estrutura, em amplitudes da ordem de 7 V para o enrolamento S_1 e de 14 V para o enrolamento S_2 .

O princípio de comando pode ser dividido em três funções, como é descrito a seguir.

1 - Função de Disparo do T_p

O disparo é feito através do transistor T_1 , que também realiza a lógica de comando. Ele proporciona alimentação direta de base ao T_p , através do resistor R_1 e dos diodos D_1 e D_2 , quando a polaridade do enrolamento S_1 lhe é adequada para a condução e o diodo D_3 está diretamente polarizado. Este último tem condições de conduzir quando a tensão nos terminais de T_p

está em torno de zero.

Os diodos D_1 e D_2 compõem o circuito de auto adaptação, que propicia uma saturação correta de T_p por adaptação natural da corrente de base à corrente de coletor.

A corrente de base é controlada por estes diodos para manter a tensão V_{CB} do transistor T_p em valores próximos de zero, evitando a super saturação e portanto o aumento no tempo de estocagem.

Os resistores R_6 e R_7 polarizam diretamente a junção base-emissor dos transistores da configuração Darlington.

2 - Função de Bloqueio de T_p

O bloqueio de T_p , provocado pela inversão de polaridade da tensão no enrolamento S_2 , se realiza por extração de corrente inversa da base de T_p , através do transistor T_2 . Este, aplica em seguida uma polarização negativa na junção base-emissor do Darlington, através dos resistores R_6 e R_7 , garantindo a capacidade máxima de tensão V_{CEX} aos transistores. Estes só perdem a polarização negativa quando a tensão nos seus terminais se anula.

Os diodos D_5 e D_6 , juntamente com os resistores R_6 e R_7 , possibilitam uma redução considerável nos tempos de estocagem do Darlington.

O ramo R_4 , D_4 , além de provocar a extração da corrente inversa e a polarização negativa de base, mantém o capacitor C sempre carregado afim de permitir a função de disjuntor, uma polarização negativa no momento de alimentação direta de base.

O valor na tensão do enrolamento S_2 é maior para garantir uma carga adequada ao capacitor C e um bloqueio rápido ao Darlington, necessário para a operação em alta frequência.

O indutor L, em série com o coletor de T_2 , permite otimizar o tempo de descida t_f da corrente de coletor.

3 - Função de Disjuntor Eletrônico

Caso haja uma sobrecarga súbita acidental que provoque uma desaturação do T_p , o comando deve dar uma ordem de bloqueio, afim de proteger os transistores de potência. A desaturação implica num aumento da tensão de coletor-emissor do transistor, polarizando inversamente o diodo D_3 .

Logo, D_3 sai de condução bloqueando o transistor T_1 , que por sua vez interrompe a corrente direta de base do T_p .

A extração de corrente inversa e a polarização negativa de base dos transistores do Darlington, é feita pelo capacitor C que, pré-carregado com a tensão adequada, realiza a função do enrola

mento S_2 .

Os ajustes para o funcionamento com disjuntor são feitos com os resistores R_2 e R_3 , para um determinado valor da tensão $V_{CE\text{ sat}}$ dos transistores da configuração Darlington.

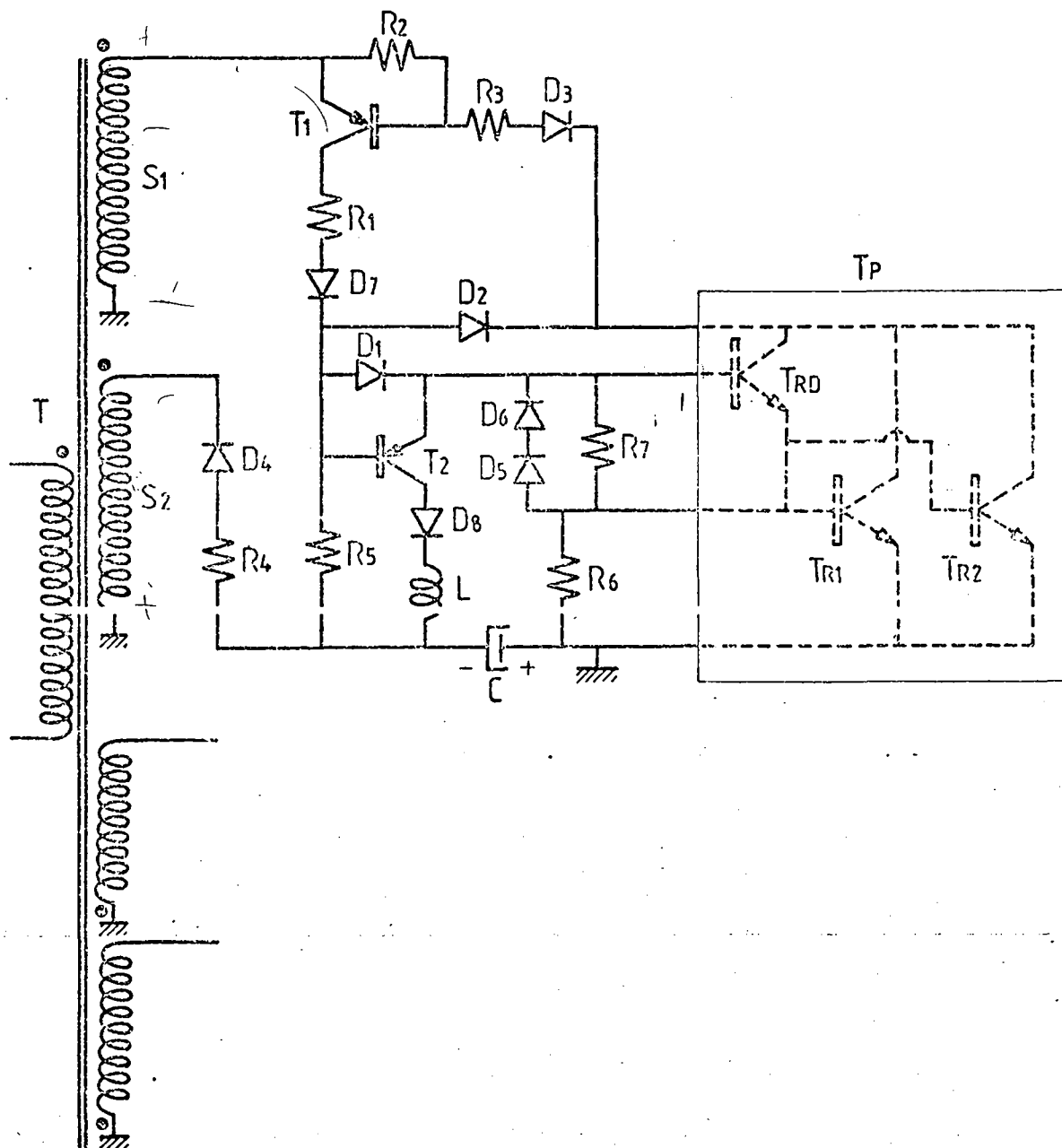


FIGURA 3.2 - Circuito de Comando de Base.

3.3 - Circuito Gerador de Alta Freqüência

3.3.1 - Gerador de Freqüência

A geração da freqüência de operação do inversor é realizada com o amplificador operacional na configuração de multivibrador astável.

A Figura 3.3 mostra o esquema desta configuração.

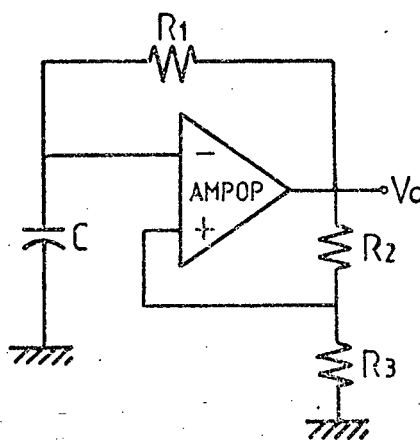


FIGURA 3.3 - Amplificador Operacional na Configuração de Astável.

A forma da tensão de saída V_o é de uma onda quadrada, cujo período é dado pela expressão (3.1).

$$T = 2 R_1 C \ln \left[\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right] \quad (3.1)$$

$$\text{Onde: } \alpha = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \quad (3.2)$$

O circuito funciona como um comparador realimentado, onde a tensão do capacitor V_C e a tensão αV_O do terminal não-inversor, são as tensões de comparação.

A tensão V_O de saída excursions entre os níveis $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$ de saturação do amplificador, mudando de um nível para outro cada vez que a tensão do capacitor C atinge a tensão de comparação αV_{sat} .

O funcionamento do multivibrador astável é ilustrado pelas formas de onda da tensão de saída V_O e do capacitor V_C , na Figura 3.4.

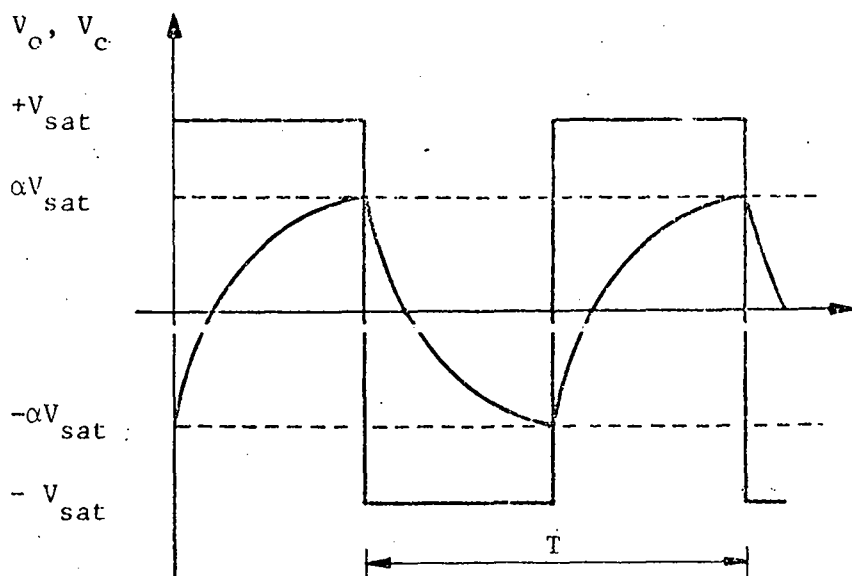


FIGURA 3.4 - Principais Formas de Onda do Multivibrador Astável.

O ajuste da frequência de operação é realizado variando o valor do resistor de realimentação R_1 .

O amplificador operacional utilizado deve ter alta velocidade de resposta, em função da elevada frequência de operação.

3.3.2 - Estágio Amplificador

Considerando que a máxima corrente de saída do amplificador operacional, para funcionamento na região linear, é de apenas ± 5 mA e que o primário do transformador que alimenta os circuitos de base dos transistores precisa de correntes de alguns ampères, é necessário acrescentar um estágio amplificador ao gerador de frequência.

O esquema elétrico do circuito gerador e do estágio amplificador, está representado na Figura 3.5.

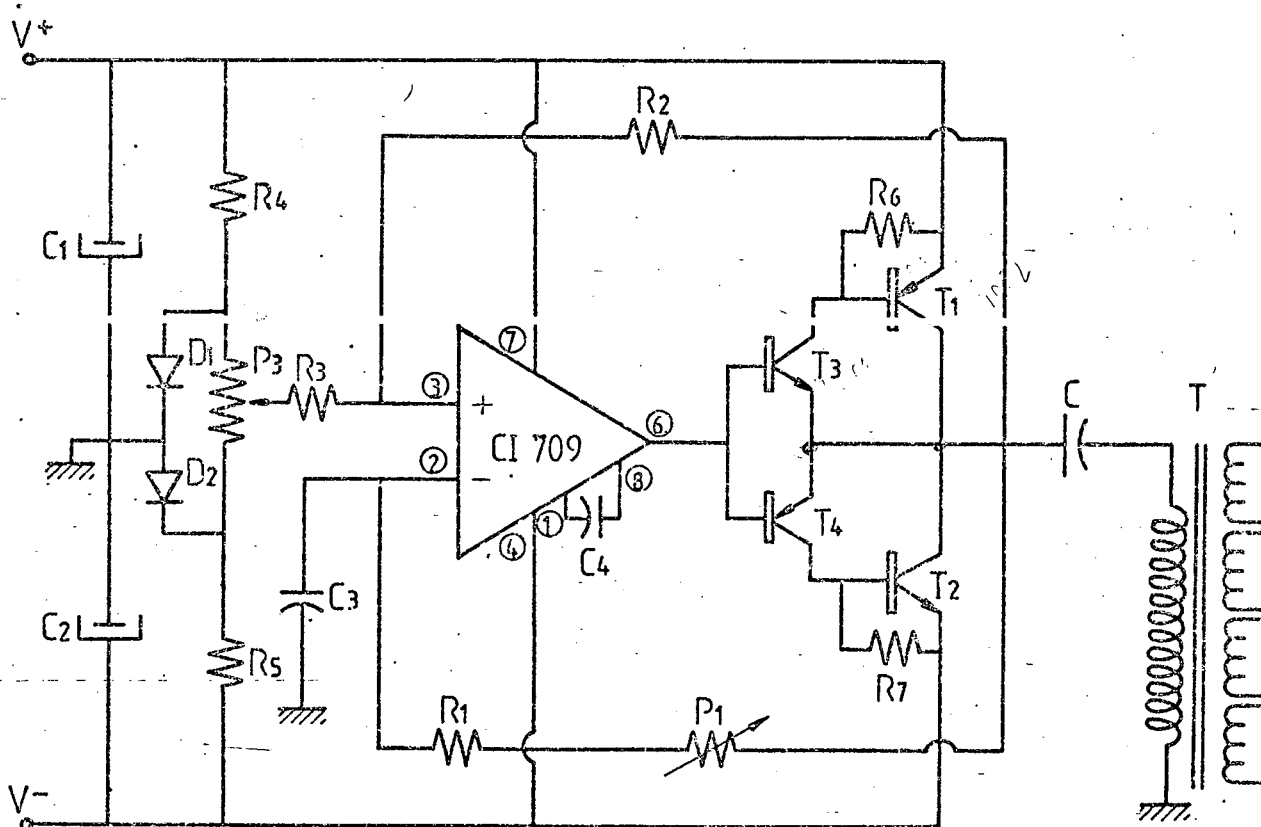


FIGURA 3.5 - Circuito Gerador de Alta Frequência.

3.3.3 - Características do Estágio Amplificador

O estágio amplificador é integrado pela configuração Darlington, pelo capacitor C em série com o primário do transformador e pelos capacitores C_1 e C_2 . Este estágio apresenta as seguintes características:

- a) A configuração Darlington, necessária para aumentar o ganho de comutação, é comandada pela saída do amplificador operacional.

Como a corrente máxima de saída do amplificador operacional é muito pequena, as realimentações do estável devem ser conectadas após o Darlington, utilizando assim toda a corrente do amplificador operacional na base do transistor driver.

Observa-se que para manter o funcionamento do estável, devem-se compatibilizar as tensões de saída do amplificador operacional com as tensões que a carga recebe através dos transistores.

Este funcionamento é conseguido com a configuração Darlington indicada na Figura 3.5.

- b) O conjunto amplificador se apresenta sob a forma de um pequeno inversor a ponto médio, onde os capacitores C_1 e C_2 são os divisores de tensão. A Figura 3.6 apresenta este inversor.

A carga, constituída pelo capacitor série e pelo enrolamento do primário do trafo, é ligeiramente indutiva. Mas, o circuito dos enrolamentos secundários refletido ao primário apresenta-se como um resistor de valor tal, que torna o circuito de carga praticamente resistivo.

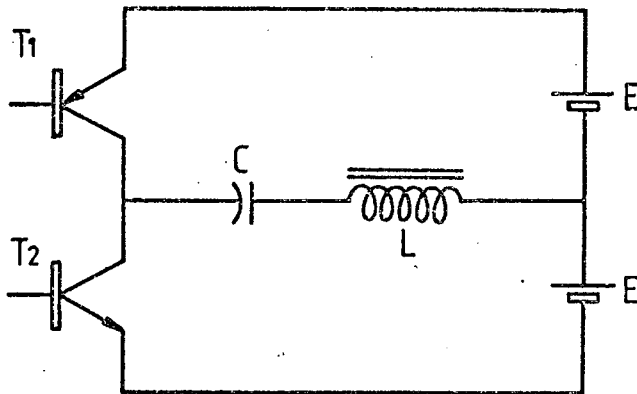


FIGURA 3.6 - Circuito do Estágio Amplificador.

Um capacitor de valor relativamente elevado e as indutâncias de dispersão típicas de um transformador com núcleo de ferrite, da ordem de alguns microhenris, satisfazem os requisitos exigidos pela carga.

O capacitor série tem como função evitar a saturação do transformador, na existência de pequena assimetria nos semi-períodos gerados pelo astável ou mesmo introduzida pelos tempos de comutação dos transistores do Darlington.

A componente contínua, própria desta assimetria, é retida pelo capacitor, segundo mostra a seguinte análise. Nela, a indutância de dispersão é desprezada, na presença do resistor equivalente apresentado pelo circuito do secundário do trafo.

O circuito de carga simplificado está mostrado na Figura 3.7.

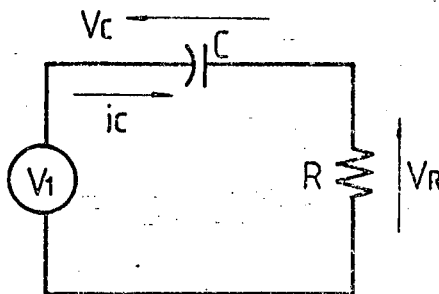


FIGURA 3.7 - Circuito de Carga Simplificado.

Onde:

$$V_1 = V_{AC} + V_{CC} \quad (3.3)$$

Considerando a componente fundamental de tensão:

$$V_{AC} = E \operatorname{sen} \omega t \quad (3.4)$$

Assim:

$$V_1 = V_C + V_R = E \operatorname{sen} \omega t + V_{CC} \quad (3.5)$$

Logo:

$$E \operatorname{sen} \omega t + V_{CC} = \frac{1}{C} \int i_C dt + R i_C \quad (3.6)$$

Derivando a expressão (3.6), obtêm-se:

$$E \cdot \omega \cdot \cos \omega t = \frac{i_C}{C} + R \frac{di_C}{dt} \quad (3.7)$$

Resolvendo (3.7) determina-se a expressão (3.8).

$$i_C = \frac{E \operatorname{sen} (\omega t + \theta)}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}} \quad (3.8)$$

Onde:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega CR} \quad (3.9)$$

Para um valor elevado de capacitor a expressão (3.8) torna-se:

$$i_C \approx \frac{E}{R} \operatorname{sen} \omega t \quad (3.10)$$

Logo, de (3.3) e (3.10):

$$V_C = V_1 - V_R \quad (3.11)$$

$$V_R = E \operatorname{sen} \omega t \quad (3.12)$$

$$V_C = V_{CC} \quad (3.13)$$

O capacitor C impede a circulação de corrente contínua no transformador, evitando a sua saturação.

Em regime, o capacitor comporta-se como um curto-circuito, resultando num circuito RL praticamente resistivo onde a corrente para cada semi-período é dada pela expressão:

$$i_C = \frac{E}{R} (1 - e^{-(R/L)t}) \quad (3.14)$$

A constante de tempo τ do circuito, de alguns microsegundos, permite uma subida rápida da corrente de carga. Ainda, como os

transistores de potência da estrutura inversora principal são comandados na passagem da corrente de carga por zero, não necessitam de di_B/dt muito elevado, sendo esta corrente satisfatória ao comando de base.

A forma da tensão no primário do transformador é de uma onda quadrada tal como a tensão gerada na saída do astável.

As indutâncias de dispersão, praticamente desprezíveis, e o funcionamento em baixa tensão, possibilitam a este inversor um bom desempenho mesmo na ausência de diodos de roda livre.

3.3.4 - Características do Astável

- a) O potenciômetro de precisão P_1 ajusta a frequência de operação desejada.
- b) Os diodos D_1 e D_2 , polarizados diretamente, permitem uma excursão precisa do potenciômetro P_2 . Este potenciômetro ajusta a simetria dos semi-períodos da onda quadrada, em caso de diferenças introduzidas pelos tempos de comutação dos transistores do Darlington.
- c) Recomenda-se ajustar inicialmente o potenciômetro P_3 , até conseguir uma simetria perfeita dos semi-períodos, logo se faz o ajuste fino da frequência desejada com P_1 .
- d) O capacitor C_4 faz a compensação em frequência do amplificador operacional, garantindo a esta

bilidade da configuração realizada.

3.4 - Circuito de Disparo de Tiristores

Cada tiristor da ponte retificadora mista utiliza um circuito de disparo idêntico ao que será aqui apresentado. Apenas as referências para sincronismo, obtidas da rede trifásica, devem estar devidamente defasadas de ângulos de 120° entre si.

3.4.1 - Diagrama de Blocos do Comando

O diagrama de blocos do sistema utilizado, está representado na Figura 3.8.

3.4.2 - Formas de Onda

As formas de onda nas saídas dos diferentes blocos funcionais, tomando como referência o sinal da rede, estão representados na Figura 3.9.

3.4.3 - Circuito Elétrico Implementado

O circuito implementado está representado na Figura 3.10.

3.4.4 - Descrição de Blocos

O sinal senoidal de sincronismo entre a rede e os pulsos de disparo do tiristor é transformado em onda quadrada pe

lo comparador com zero, para poder realizar a lógica do circuito.

A supressão do semiciclo negativo é feita para comandar os tiristores apenas nos ciclos-positivos da rede.

A lógica de comando precisa de uma seqüência de rampas em sincronismo com o ciclo positivo da rede, para implementar o controle do ângulo de disparo num comparador com referência variável. Neste bloco, um nível DC variável em amplitude é comparado à rampa gerada pelo integrador.

Do comparador surge uma retangular cuja largura varia de forma contínua, conforme a amplitude do nível da referência externa.

O diferenciador produz um pulso de largura definida, sincronizado com o controle de disparo, gerado em cada basculamento do nível da retangular de comparação. Este pulso, garante o disparo do tiristor no instante que o controle exigir.

Os pulsos negativos, sem interesse no comando, são suprimidos.

Um transformador de pulsos isola eletricamente o circuito de disparo daquele de potência, evitando a propagação para o comando de eventuais defeitos no circuito de potência.

A corrente magnetizante deste transformador implica num aumento considerável da corrente do circuito, tornando-se necessário acrescentar um estágio amplificador.

O circuito de gatilho adapta a tensão e a corrente do secundário do transformador de pulsos, a valores adequados ao gatilho do tiristor.

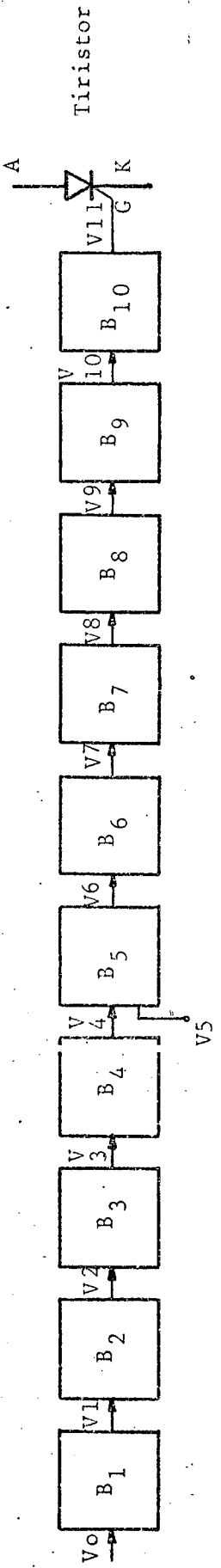


FIGURA 3.8 - Diagrama de Blocos do Circuito de Disparo de Tiristores.

Onde:

- B₁ = Bloco de Sincronismo.
- B₂ = Bloco Comparador com Zero.
- B₃ = Bloco de Supressão do Semiciclo Negativo.
- B₄ = Bloco Gerador de Rampas.
- B₅ = Bloco Comparador com Referência Variável.
- B₆ = Bloco Diferenciador.
- B₇ = Bloco de Supressão do Pulso Negativo.
- B₈ = Bloco do Estágio Amplificador.
- B₉ = Bloco do Transformador de Pulsos.
- B₁₀ = Bloco do Circuito de Gatilho.

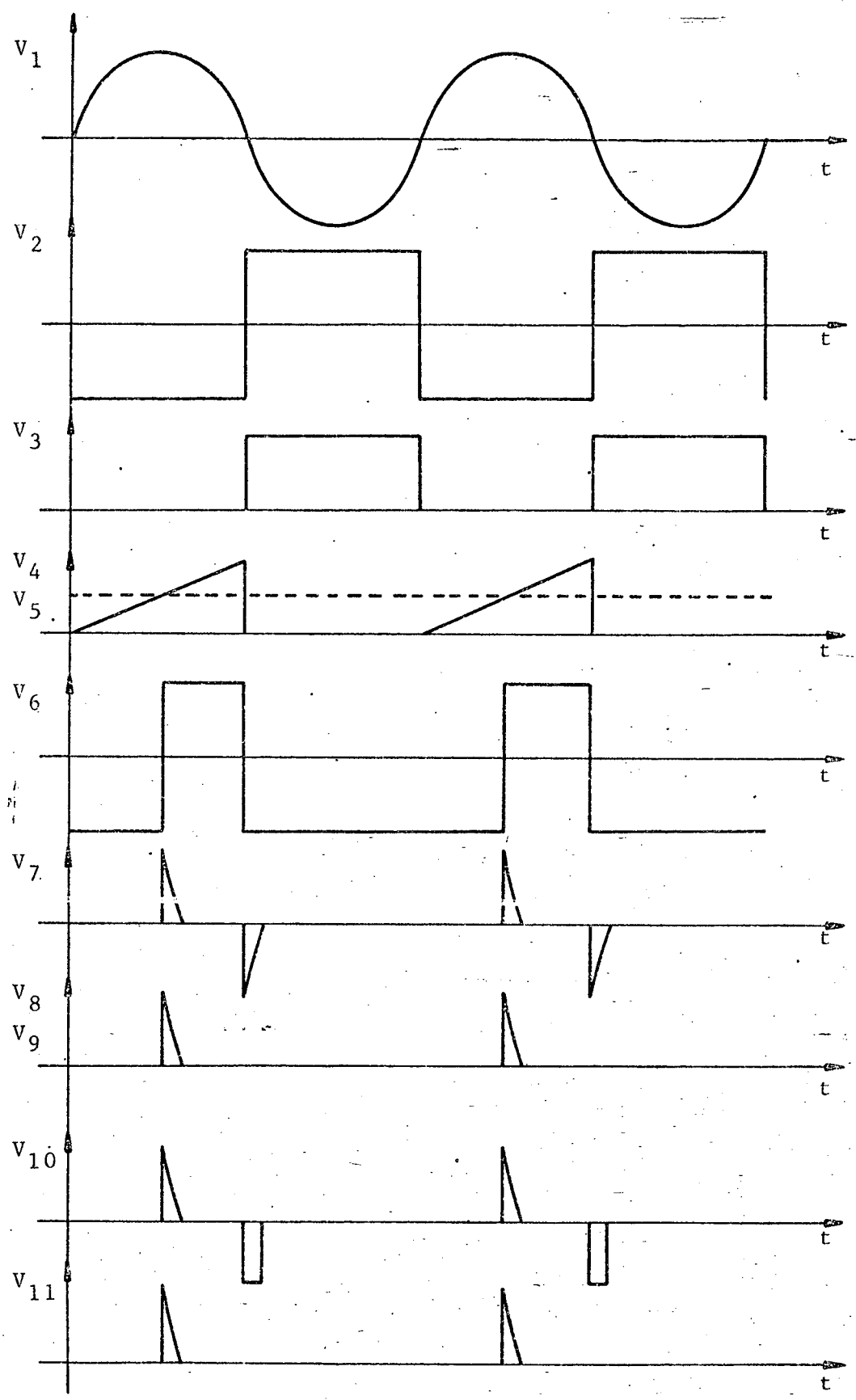


FIGURA 3.9 - Formas de Onda do Circuito de Disparo de Tiristores.

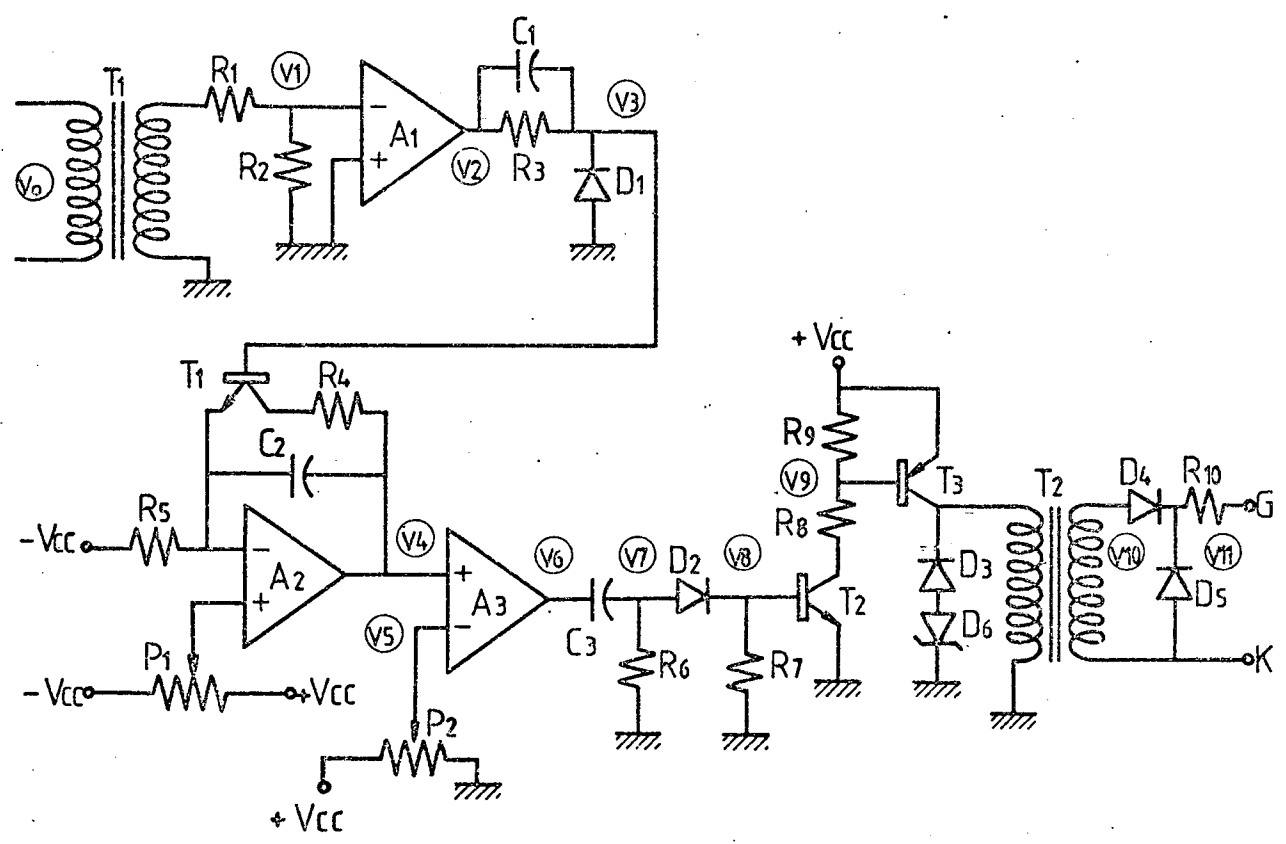


FIGURA 3.10 - Circuito Elétrico para Disparo de Tiristores.

3.4.5 - Diagrama de Sincronismo da Ponte Mista

O controle do ângulo de disparo dos tiristores da ponte mista é de 180° . Para o sincronismo dos circuitos de disparo, as tensões de linha (utilizadas como referência), devem estar atrasadas 30° em relação às tensões de fase correspondentes aos tiristores que se deseja comandar.

O diagrama de sincronismo para os circuitos de disparo dos tiristores da ponte trifásica mista, está representado na Figura 3.11.

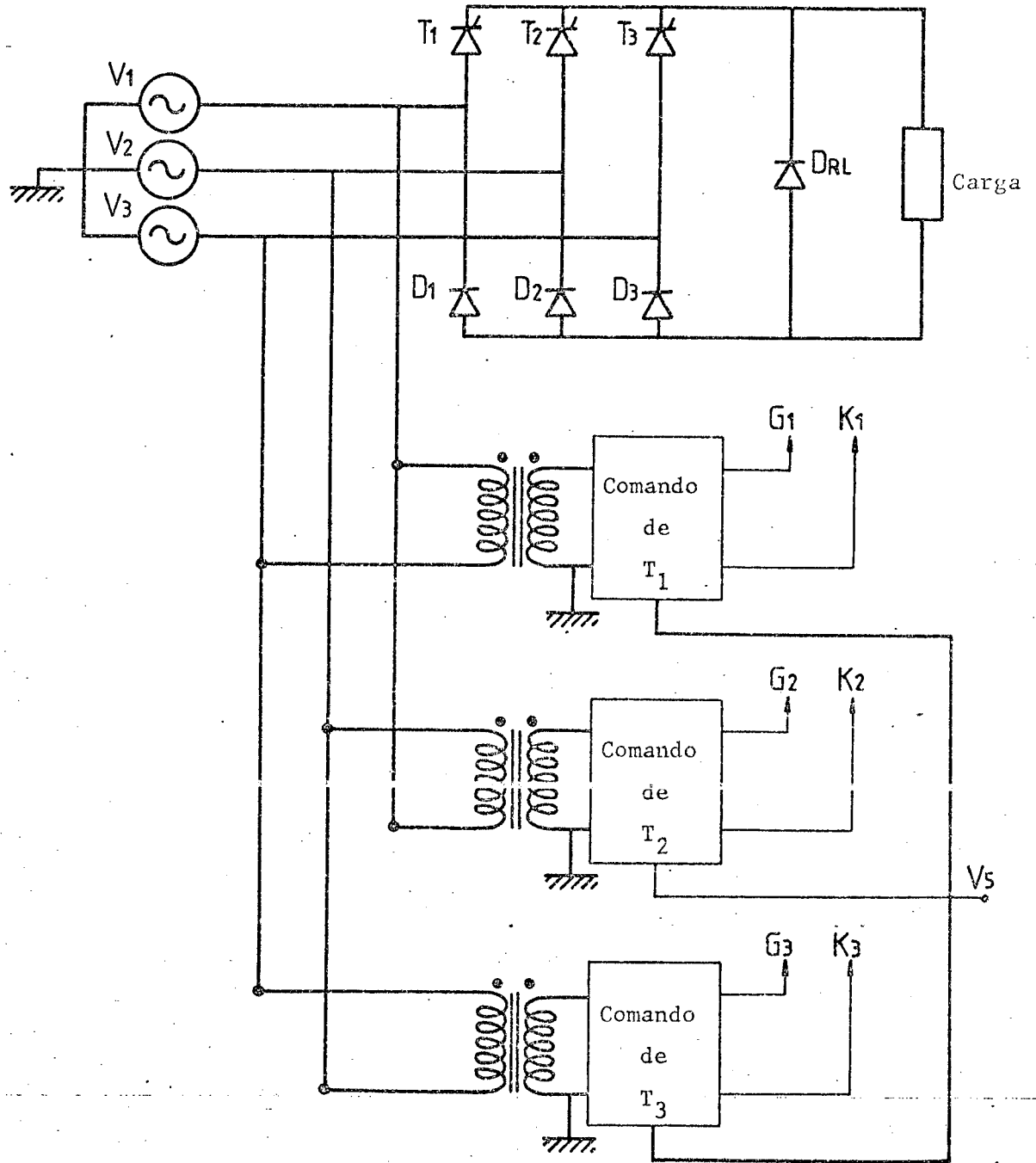


FIGURA 3.11 - Diagrama de sincronismo dos Circuitos de Comando.

3.5 - Conclusões

Para a estrutura inversora, os circuitos de comando de base dos transistores aliados ao circuito gerador de frequência, proporcionaram alto desempenho no comando da configuração Darlington em comutação de alta frequência.

As vantagens dadas pelas propriedades do tiristor dual foram visivelmente constatadas na implementação do protótipo de laboratório.

Os comandos do inversor mostraram-se simples e muito confiáveis.

Para a estrutura retificadora, o circuito de disparo dos tiristores, bastante simplificado, proporcionou um controle total da tensão contínua de alimentação do inversor, correspondendo ao desempenho desejado.

C A P Í T U L O I V

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM SISTEMA PARA AQUECIMENTO INDUTIVO4.1 - Introdução

Conhecidos os fenômenos mais relevantes do aquecimento indutivo e definido o sistema retificador-inversor torna-se necessária a adaptação deste sistema, em especial a do inversor, às cargas específicas que terá de alimentar.

Com este propósito é necessário identificar os principais fatores que influenciam esta carga e buscar suas soluções ao nível do conversor.

Uma vez adaptado, o sistema é implementado para a sua aplicação em aquecimento indutivo.

Duas aplicações de características diferentes são realizadas:

- a primeira, visando objetivos domésticos, trata de um "fogão indutivo" para aquecimento de um utensílio.

- a segunda, visando objetivos industriais, realiza o tratamento térmico de um corpo de prova, para simulação de curvamento de tubos com costura e estudos posteriores da tenacidade do cordão de solda, em materiais ferromagnéticos tais como o aço.

4.2 - Características da Carga

4.2.1 - Modelo Matemático

Qualquer que seja a geometria da bobina indutora e da carga, o circuito equivalente do conjunto pode ser representado por aquele da Figura 1.5, definido pelas expressões (1.65) a (1.69), no capítulo 1.

Afim de conhecer o circuito equivalente, para todas as cargas compreendidas entre o funcionamento à vazio e à carga nominal, deve-se observar que:

- À vazio predomina um circuito reativo uma vez que na ausência da peça, o valor da reatância no entreferro (X_g) aumenta consideravelmente em função da área do entreferro. Por outro lado, o valor da resistência da bobina (R_c), igual ao da reatância (X_c), é baixo comparado ao da reatância no entreferro.
- Em carga, um aumento significativo da componente resistiva é dado pela resistência da peça. Mas, o valor da componente reativa se mantém em ordem de grandeza, devido ao valor da reatância da peça ser aproximadamente compensado pela diminuição da área do entreferro, e portanto da reatância no entreferro.

O conjunto, através de seu modelo matemático, apre

senta um fator de potência muito baixo em todos os casos. A defasagem entre a tensão e a corrente varia de praticamente 90° à vazio, a um valor dado por $\arctg X_T/R_T$ em carga, onde:

$$X_T = X_C + X_W + X_g \quad (4.1)$$

$$R_T = R_C + R_W \quad (4.2)$$

4.2.2 - Influência da Temperatura

Deve-se destacar a importante influência da temperatura nos valores de resistência e reatância da peça, representada pela permeabilidade relativa μ_r nas expressões (1.66) e (1.68), quando a peça a ser aquecida possui características magnéticas.

Esta influência deve ser especialmente considerada, nos casos em que a temperatura do ponto Curie está contida na faixa de temperatura de trabalho ou mesmo quando se trabalha em regiões próximas deste ponto.

As variações dos parâmetros do circuito equivalente com a temperatura, provocam variações no fator de potência apresentado pela carga ao inversor.

Da expressão (4.3), pode-se prever o comportamento do fator de potência com a variação da temperatura.

$$\cos \varphi = \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{X_T}{R_T} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (4.3)$$

Como:

$$R_c = X_c \quad \text{e considerando } P = Q,$$

obtêm-se de (4.1) e (4.2):

$$\frac{X_T}{R_T} = 1 + \frac{X_g}{R_c + R_w} \quad (4.4)$$

Na expressão (4.4), apenas a resistência da peça é função da permeabilidade, logo:

$$\frac{X_T}{R_T} = 1 + \frac{K_1}{K_2 + \mu_r K_3} \quad (4.5)$$

Onde:

K_1, K_2, K_3 são constantes.

Das expressões (4.3) e (4.5) conclue-se que a diminuição da permeabilidade com o aumento da temperatura provoca diminuição no valor do fator de potência. O menor valor ocorre para as temperaturas acima do ponto Curie.

Este fenômeno deve ser considerado ao corrigir o fator de potência.

4.3 - Correção do Fator de Potência

4.3.1 - Compensação Série Versus Paralela

Com o propósito de não submeter o inversor a um su perdimensionamento em potência aparente imposto por um valor muito baixo do fator de potência, há necessidade de se fazer compensação.

O capacitor de compensação pode ser ligado em sé rie ou em paralelo com a carga.

O conjunto resultante se apresenta como um circuito ressonante amortecido.

A compensação série implica em sobretensões tanto no capacitor quanto no indutor, além de que toda a corrente do in dutor deve circular através dos transistores.

No funcionamento à vazio, a componente reativa ori gina correntes muito elevadas, prejudiciais aos transistores, não sendo possível manter a estrutura funcionando sem carga.

A compensação paralela, entretanto, resulta em so brecorrentes, mas, apenas a componente ativa da corrente é que circula através dos transistores.

No funcionamento à vazio, a componente reativa pro duz correntes de baixa amplitude, perfeitamente aceitáveis pela estrutura.

Afim de que a carga se apresente como um circuito indutivo, satisfazendo assim o princípio de funcionamento do inversor, a reatância capacitiva paralela deve ser maior que a reatância indutiva, na frequência de trabalho. Em outras palavras, a frequência de trabalho deve ser inferior à própria frequência do

circuito ressonante.

Logo:

$$X_{cp} > X_{lp} \quad , \quad \text{para } f = f_{\text{trabalho}}$$

Ou:

$$\omega < \omega_0$$

Onde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{Frequência angular de ressonância.}$$

4.3.2 - Influência da Temperatura

Devido às variações do fator de potência com a temperatura, nos materiais magnéticos, é necessário ajustar o valor do capacitor de compensação mesmo durante a operação de aquecimento, afim de não levar o inversor a trabalhar em regiões não permitidas pela capacidade em corrente dos transistores.

4.3.3 - Determinação do Valor Ótimo para o Capacitor Paralelo

Um valor de $\cos \varnothing$ adequado ao funcionamento do inversor, está em torno de 0,8, sendo que valores inferiores a 0,5 não devem ser tolerados em função das limitações anteriormente previstas.

Por outro lado, valores muito próximos da unidade

podem prejudicar o funcionamento do inversor, por não respeitar os tempos mínimos requeridos pela 2ª e 3ª seqüência de funcionamento.

Para calcular o valor ótimo do capacitor paralelo é determinada uma expressão em função do $\cos \phi$ do inversor.

O fator de potência para o circuito equivalente paralelo da Figura 4.1 é dado pela expressão (4.6).

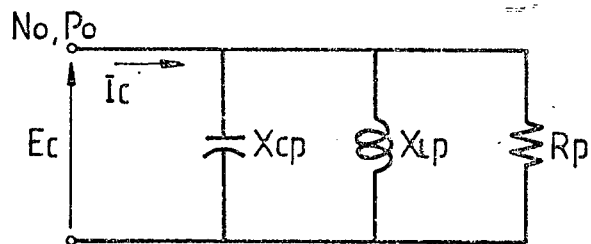


FIGURA 4.1 - Circuito Equivalente Paralelo.

$$\cos \phi = \frac{Z_p}{R_p} \quad (4.6)$$

Onde:

$$Z_p = \frac{X \cdot R_p}{\sqrt{X^2 + R_p^2}} \quad (4.7)$$

A reatância equivalente paralela X é dada por:

$$X = \frac{X_{cp} \cdot X_{lp}}{X_{cp} - X_{lp}} \quad (4.8)$$

Reunindo as expressões (4.6), (4.7) e (4.8) determina-se a expressão (4.9), através da qual pode-se obter o capacitor para o $\cos \phi$ desejado ao inversor.

$$C_p = \frac{R_p - X_{lp} \cdot \text{tg } \phi}{\omega \cdot R_p \cdot X_{lp}} \quad (4.9)$$

4.4 - Atenuação das Harmônicas

4.4.1 - Decomposição em Série de Fourier

A teoria de aquecimento indutivo formulada no primeiro capítulo é fundamentada no regime permanente senoidal de corrente alternada.

Para que esta teoria possa ser aplicada, nas cargas a serem tratadas neste trabalho, é necessário que os valores de tensão e corrente de carga sejam funções senoidais do tempo.

O inversor possui a tensão de saída em forma de onda quadrada, variando em amplitude de $+ E/2$ a $- E/2$. Esta é uma função periódica de período $T = 2\pi$, com simetria em relação aos eixos.

A tensão V_I do inversor, decomposta em termos senoidais utilizando-se a forma trigonométrica da série de Fourier, está dada na expressão (4.10).

$$V_I(t) = \frac{2E}{\pi} \left(\text{sen } \omega t + \frac{1}{3} \text{sen } 3\omega t + \frac{1}{5} \text{sen } 5\omega t + \dots + \frac{1}{n} \text{sen } n\omega t \right) \quad (4.10)$$

Ou, para n ímpar:

$$V_I(t) = V \operatorname{sen} \omega t + \sum_{n=3}^{\infty} \frac{V}{n} \operatorname{sen} n\omega t \quad (4.11)$$

$$V = \frac{2E}{\pi} \quad (4.12)$$

Observa-se na expressão (4.11) que para se obter uma tensão senoidal pura, é necessário atenuar as componentes harmônicas que compõem o segundo termo da expressão.

Na prática, por serem as mais significativas, apenas a terceira e a quinta harmônica serão consideradas.

4.4.2 - Filtro de Harmônicas

Um bom método para se atenuar as harmônicas é colocar uma impedância em série com a carga.

Esta impedância deve se apresentar nula para a componente fundamental, mas com um valor elevado quando vista pela terceira e quinta harmônicas.

A impedância que reúne estas condições é a do circuito LC série, sintonizado na frequência da componente fundamental.

O circuito de carga resultante está representado na Figura 4.2.

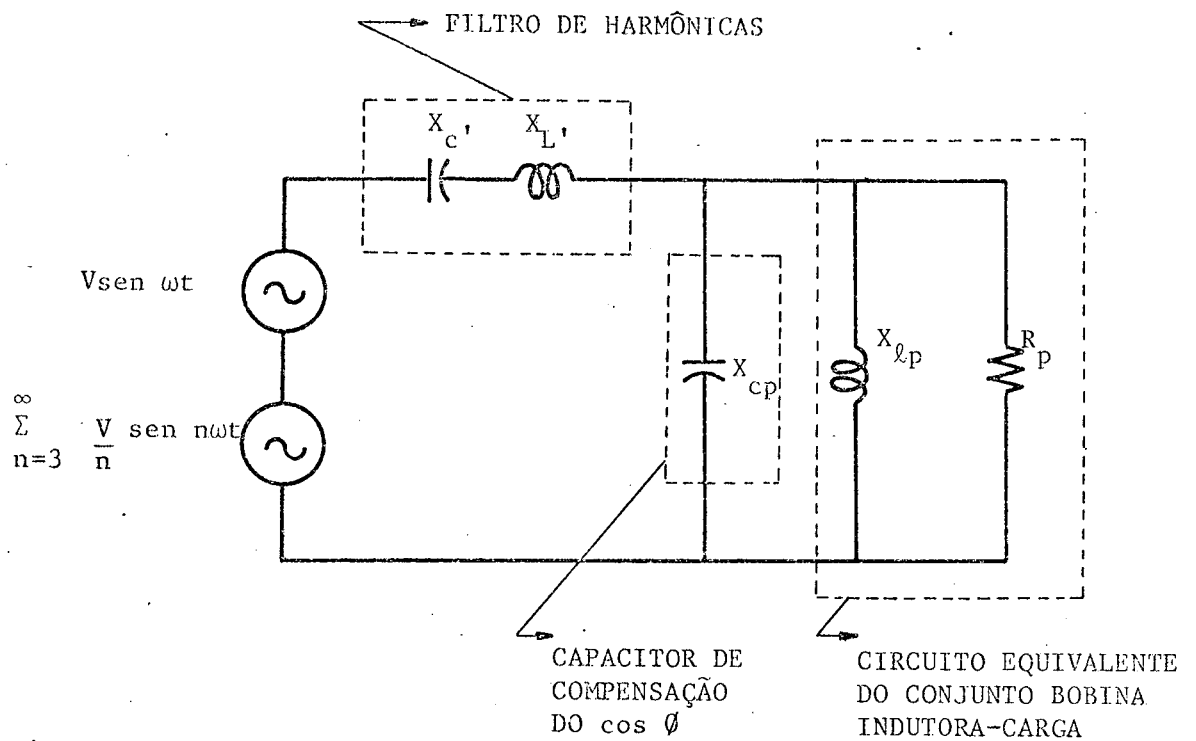


FIGURA 4.2 - Circuito de Carga Completo.

O filtro $L' C'$ série deve ser tal que:

- 1 - Para a primeira harmônica apresente uma impedância nula. Assim, a indutância L' e a capacitância C' devem estar ajustadas na frequência de ressonância.
- 2 - Para a terceira harmônica apresente uma reatância indutiva de valor elevado.

4.4.3 - Dimensionamento do Filtro

O dimensionamento será feito considerando-se as atribuições do filtro.

a) Para a componente fundamental, tem-se:

$$X'_L = X'_C \quad (4.13)$$

Logo:

$$L' C' = \frac{1}{\omega^2} \quad (4.14)$$

b) Para a terceira harmônica, tem-se:

$$X_{L(3)} = 3 X'_L - \frac{X'_C}{3} = K \quad (4.15)$$

Da expressão (4.15):

$$C' = \frac{1}{3 \omega (3\omega L' - K)} \quad (4.16)$$

Reunindo as expressões (4.14) e (4.16) obtêm-se:

$$C' = \frac{3}{K\omega} \quad (4.17)$$

$$L' = \frac{K}{3\omega} \quad (4.18)$$

c) A determinação de K é feita com base na taxa de distorção harmônica (TDH) a ser especificada para a carga. A TDH é definida

pela expressão (4.19).

$$TDH = \frac{\sqrt{I_{ef}^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (4.19)$$

Onde:

I_{ef} = Valor eficaz da corrente total.

I_1 = Valor eficaz da componente fundamental.

$$I_{ef}^2 = I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + \dots + I_n^2 ; \text{ para } n \text{ ímpar.}$$

A TDH indica o valor da distorção produzida pelas componentes harmônicas da corrente.

Desprezando as harmônicas superiores à quinta, tem-se:

$$TDH = \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2}}{I_1} \quad (4.20)$$

Um valor de TDH aceitável e que ofereça resultados satisfatórios está em torno de 10%. Portanto, o critério adotado para a determinação de K é:

$$I_3 = 8\% I_1$$

Ao atenuar a terceira harmônica para 8% da componente fundamental de corrente, estar-se-á garantindo uma TDH de no máximo 10%, visto que a atenuação da quinta harmônica é sempre maior que a da terceira.

d) Reunindo-se as condições expostas, tem-se:

1 - Para a componente fundamental o circuito está representado na Figura 4.3.

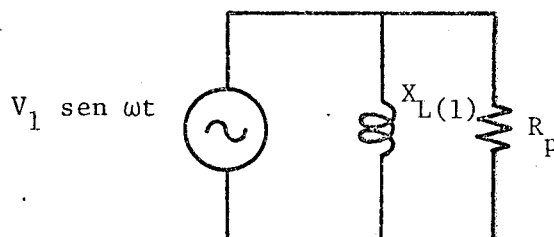


FIGURA 4.3 - Circuito de Carga para a Componente Fundamental.

Onde:

$$X_{L(1)} = \frac{X_{cp} \cdot X_{lp}}{X_{cp} - X_{lp}} \quad (4.21)$$

O valor de X_{cp} , da expressão (4.9) é:

$$X_{cp} = \frac{R_p \cdot X_{lp}}{R_p - X_{lp} \cdot \text{tg } \phi} \quad (4.22)$$

O módulo da impedância total para a componente fundamental é , portanto:

$$Z_{T(1)} = \frac{X_{L(1)} \cdot R_p}{\sqrt{X_{L(1)}^2 + R_p^2}} \quad (4.23)$$

2 - Para a terceira harmônica o circuito é representado pela Figura 4.4.

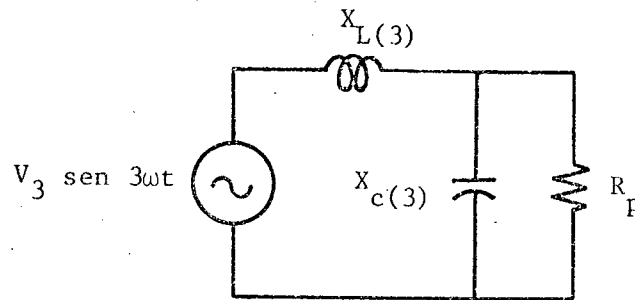


FIGURA 4.4 - Circuito de Carga para a Terceira Harmônica.

Onde:

$$X_{L(3)} = K$$

$$X_{C(3)} = \frac{X_{cp} \cdot X_{lp}}{X_{cp} - 3 X_{lp}} \quad (4.24)$$

Observa-se na expressão acima, que a reatância paralela se apresenta capacitiva para a frequência da terceira harmônica.

O módulo da impedância total para esta frequência é:

$$Z_{T(3)} = \sqrt{K^2 + 2K \frac{R_p^2 X_{C(3)}}{R_p^2 + X_{C(3)}^2} + \frac{R_p^2 \cdot X_{C(3)}^2}{R_p^2 + X_{C(3)}^2}} \quad (4.25)$$

A relação entre a impedância total para a componente fundamental e para a terceira harmônica, considerando o critério

adotado e a série de Fourier é:

$$Z_{T(3)} = \frac{Z_{T(1)}}{0,24} \quad (4.26)$$

Reunindo as expressões (4.23), (4.25) e (4.26), pode-se determinar a equação (4.27), que define o valor de K em termos dos parâmetros da carga R_p e X_{lp} e do fator de potência do inversor.

$$K^2 + bK + c = 0 \quad (4.27)$$

Onde:

$$b = \frac{2R_p^2 \cdot X_{c(3)}}{R_p^2 + X_{c(3)}^2} \quad (4.28)$$

$$c = \frac{R_p^2 \cdot X_{c(3)}^2}{R_p^2 + X_{c(3)}^2} - \frac{1}{0,24} \cdot \frac{X_{L(1)}^2 \cdot R_p^2}{X_{L(1)}^2 + R_p^2} \quad (4.29)$$

Evidentemente, apenas a solução para $K > 0$, tem sentido físico, desde que K representa uma reatância indutiva.

Substituindo o valor de K nas expressões (4.17) e (4.18) é dimensionado o filtro.

4.5 - Aplicação Doméstica

O sistema está em condições de ser implementado, para realizar aplicações no campo do aquecimento indutivo.

A título de experimentação, é realizado um conjunto bobina indutora-carga, possuindo as características de um "fogão indutivo".

O conjunto é constituído por um indutor de bobina plana e geometria circular, e um utensílio de ferro como elemento de aquecimento.

O indutor é térmicamente isolado do utensílio para evitar que este lhe transmita calor após ser aquecido.

4.5.1 - Projeto da Bobina Indutora

Devido às características geométricas apresentadas pelo conjunto "bobina plana-utensílio de aquecimento", os fenômenos eletromagnéticos não podem ser quantificados através do método para cálculo da bobina indutora estudado no item 1.6.

Assim sendo, a bobina é implementada de acordo com resultados empíricos.

4.5.2 - Especificação dos Capacitores de Comutação

A especificação é feita através da expressão (2.9) e o critério do intervalo de condução mínima do capítulo 2.

Considerando a corrente do inversor senoidal, calcula-se I_{LC} levando-se em conta a potência entregue à carga, para um $\cos \phi$ visto pelo inversor de 0,8.

Logo,

$$I_{LC} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_w}{V_I \cdot \cos \phi_I} \quad (4.30)$$

Para a potência nominal do inversor ($P_w = 2500 \text{ W}$) e para a máxima tensão de carga ($V_I = 250 \text{ V}$), tem-se de (4.30):

$$I_{LC} = 17,7 \text{ A}$$

Devido à corrente do inversor não ser rigorosamente senoidal, tendo valor eficaz inferior ao da senoide, o pico será ligeiramente maior que o calculado.

Utilizando os transistores BUX 48 na configuração Darlington, o intervalo de condução mínimo ΔT_2 pode ser adotado como sendo $|12|$:

$$\Delta T_2 = 1 \text{ } \mu\text{seg}$$

Especificando para:

$$I_{LC} = 20 \text{ A}$$

$$\Delta T_2 = 1 \text{ } \mu\text{seg}$$

$$E = 500 \text{ V}$$

Obtém-se de (2.9):

$$C_1 = C_2 = 20 \text{ nF}$$

4.5.3 - Especificação do Filtro de Harmônicas

Com os parâmetros do circuito equivalente paralelo

e o método estudado no item 4.4.3 é especificado o filtro de harmônicas.

Assim:

$$C' = 0,33 \mu\text{F}$$

$$L' = 190 \mu\text{H}$$

4.5.4 - Verificação Experimental

a) O sistema para aquecimento indutivo, integrado pelo conjunto retificador, inversor, comandos e o circuito de carga, é implementado em laboratório segundo as especificações feitas para os seus componentes.

b) Razões de ordem tecnológica levaram a construir a bobina indutora com uma concentração maior de espiras em torno da sua periferia, afastando-as do centro.

Assim, de acordo com os ensaios realizados, ajustes experimentais determinaram uma bobina de 16 espiras para um funcionamento ótimo.

Através das formas de onda de tensão e corrente na bobina, determinaram-se os parâmetros experimentais do circuito equivalente paralelo.

Assim:

b.1) Resultados Elétricos Experimentais

$$N_c = 16 \text{ esp.}$$

$$I_c = 35,4 \text{ A}$$

$$\begin{aligned}
 P_o &= 2470 \text{ W} \\
 N_o &= 7965 \text{ VA} \\
 \cos \phi &= 0,31
 \end{aligned}$$

b.2) Circuito Equivalente Paralelo Experimental

$$\begin{aligned}
 R_p &= 20,5 \ \Omega \\
 X_{lp} &= 6,7 \ \Omega \\
 C_p &= 0,66 \ \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

c) O esquema completo do conjunto inversor-carga está mostrado na Figura 4.5.

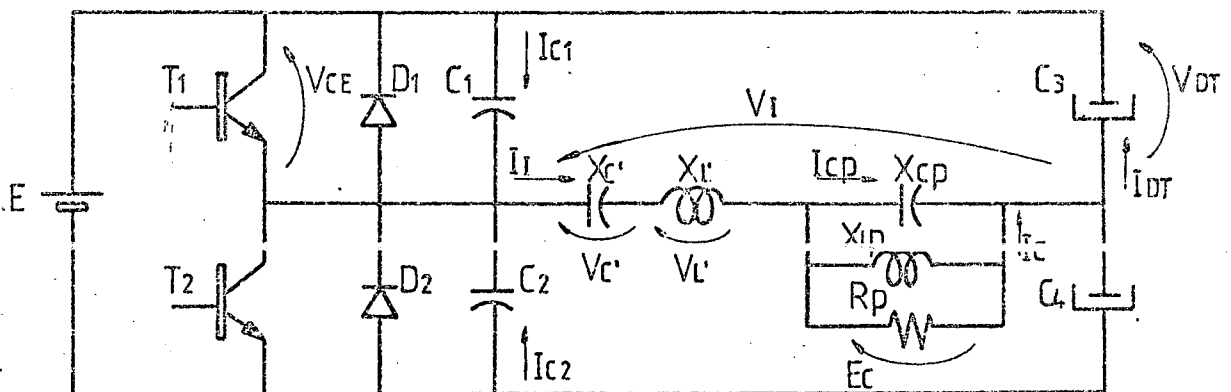


FIGURA 4.5 - Circuito de Potência do Inversor.

d) Os resultados obtidos para o aquecimento do utensílio podem ser considerados excelentes, principalmente no que diz respeito ao fator tempo de aquecimento. Entretanto, estes resultados são de difícil avaliação em aquecimento indutivo, devido à aplicação carecer de qualquer processo térmico mais rigoroso.

e) O sistema implementado possibilitou, por outro lado, a obtenção de valiosos resultados para a verificação experimental do funcionamento do inversor.

Em funcionamento à tensão máxima, o inversor propiciou à carga 2500 W de potência, solicitando 2650 W da estrutura retificadora, apresentando um rendimento superior a 90%.

f) O princípio de funcionamento do inversor está ilustrado nas fotografias das Figuras 4.6 à 4.9.

O intervalo de condução de cada componente pode ser identificado segundo a descrição das seqüências de funcionamento feita no item 2.3.

1 - Na Figura 4.6 deve-se observar a defasagem em atraso, entre a corrente e a tensão de carga, ajustada para um $\cos \phi = 0,8$ visto pelo inversor.

2 - Na Figura 4.7 nota-se que os transistores, quando em seu estado de bloqueio, devem suportar a tensão "E" da fonte, a qual foi ajustada em:

$$E = 150 \text{ V}$$

3 - Na Figura 4.8 é salientado o intervalo de condução dos capacitores de comutação. As oscilações amortecidas em frequências de Megahertz, após este intervalo, são provenientes dos circuitos ressonantes intrínsecos dos componentes em comutação.

4 - A Figura 4.9 ilustra a queda de tensão nos capacitores di visores de tensão, tal como foi previsto para o seu dimen sionamento.

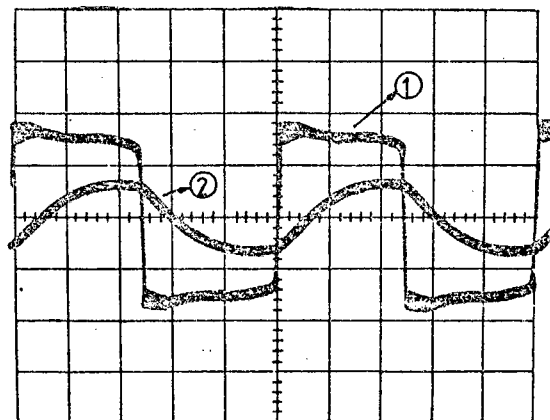
g) As fotografias das Figuras 4.10 à 4.13 permitem evidenciar a influência do filtro de harmônicas, assim como do capacitor de compensação do fator de potência.

Na Figura 4.10 pode-se observar a alta performance do filtro, na atenuação das harmônicas de tensão, tornando as formas de onda praticamente senoidais.

O valor de pico da tensão aplicada à bobina confirma o bom de sempenho, verificando o valor dado pela série de Fourier quan do se tem apenas a componente fundamental.

Deve-se observar a importante defasagem entre a corrente e a tensão do conjunto bobina indutora-carga, dada por um $\cos \phi$ mui to baixo, corrigido pelo capacitor C para valores aceitáveis ao inversor.

Esta fotografia permite, por outro lado, obter os parâ metros do circuito equivalente paralelo com grande precisão.

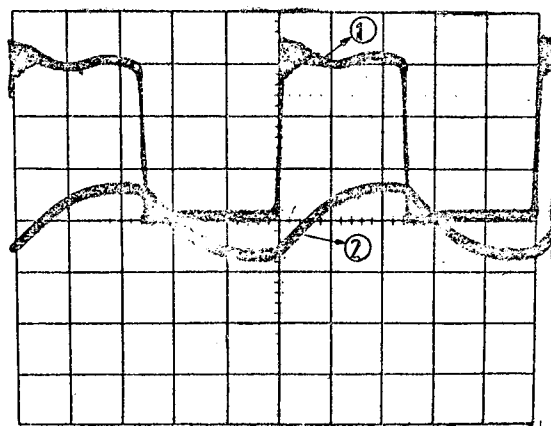


$$V_I = 50 \text{ V/Div}$$

$$I_I = 10 \text{ A/Div}$$

$$t = 10 \text{ } \mu\text{seg/Div}$$

FIGURA 4.6 - Tensão (1) e Corrente (2) do Inversor.

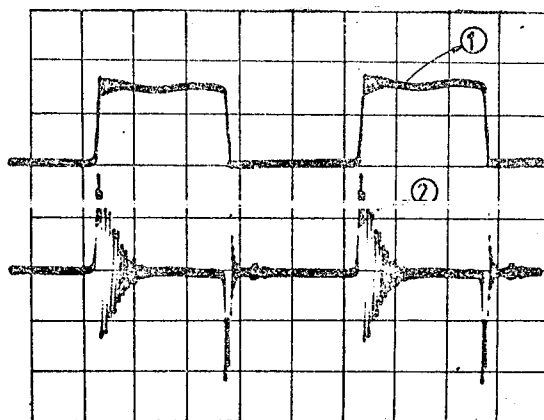


$$V_{CE} = 50 \text{ V/Div}$$

$$I_I = 10 \text{ A/Div}$$

$$t = 10 \text{ } \mu\text{seg/Div}$$

FIGURA 4.7 - Tensão nos Transistores (1) e Corrente (I_{in} invertida) do Inversor (2).

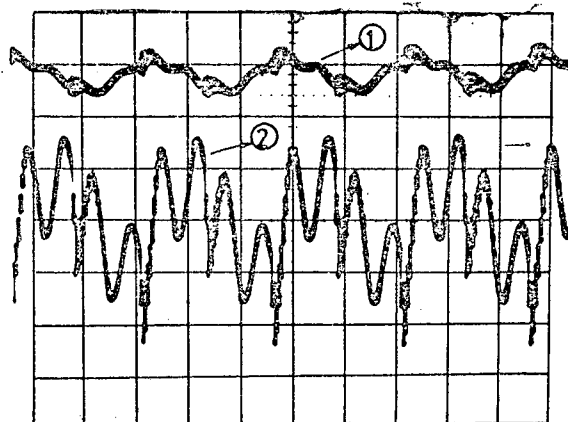


$$V_{CE} = 100 \text{ V/Div}$$

$$I_{C1} = 2 \text{ A/Div}$$

$$t = 10 \text{ } \mu\text{seg/Div}$$

FIGURA 4.8 - Tensão (1) e Corrente (2) nos Capacitores de Comutação.

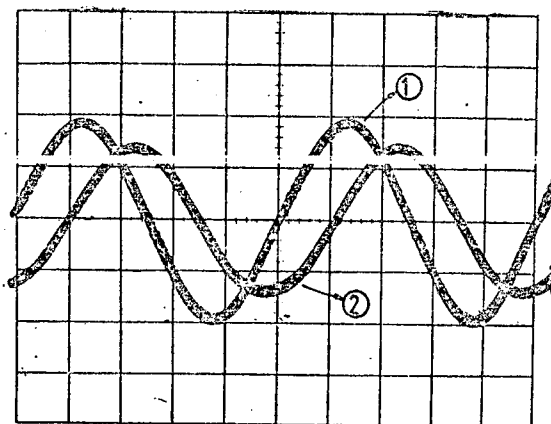


$$V_{DT} = 50 \text{ V/Div}$$

$$I_{DT} = 4 \text{ A/Div}$$

$$t = 20 \text{ } \mu\text{seg/Div}$$

FIGURA 4.9 - Tensão (1) e Corrente (2) nos Capacitores Divisores de Tensão.



$$E_C = 50 \text{ V/Div}$$

$$I_C = 10 \text{ A/Div}$$

$$t = 10 \text{ } \mu\text{seg/Div}$$

FIGURA 4.10 - Tensão (1) e Corrente (2) na Bobina Indutora.

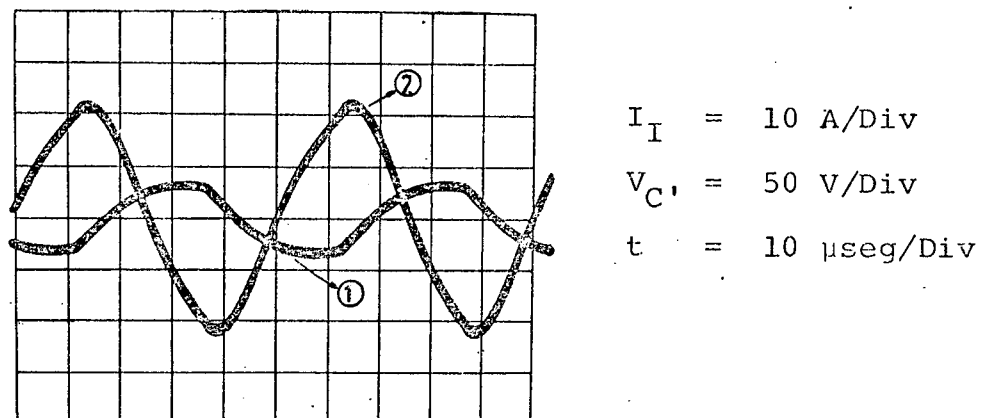


FIGURA 4.11 - Corrente do Inversor (1) e Tensão no Capacitor do Filtro de Harmônicas (2).

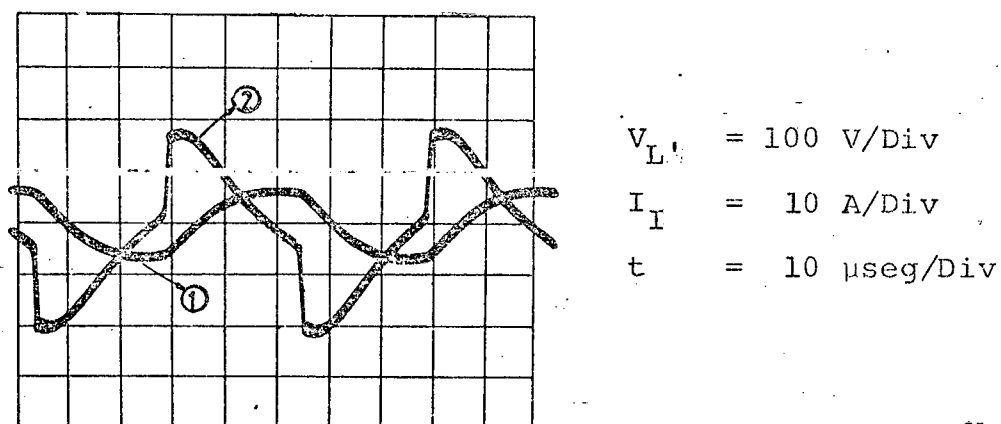


FIGURA 4.12 - Corrente do Inversor (1) e Tensão no Indutor do Filtro de Harmônicas (2).

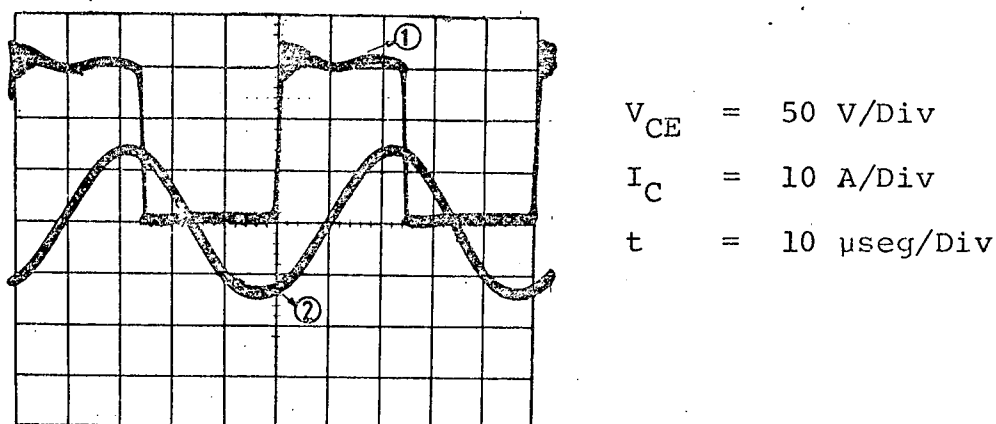


FIGURA 4.13 - Tensão nos Transistores (1) e Corrente (I_C invertida) na Bobina Indutora (2).

4.6 - Aplicação Industrial

Dentre as múltiplas aplicações possíveis de serem realizadas através da técnica do aquecimento por indução, escolhemos o tratamento térmico de um corpo de prova, simulando o curvamento de tubos com costura, para estudo posterior da tenacidade do cordão de solda.

4.6.1 - Características da Aplicação

a) Objetivo do Tratamento Térmico

A construção de linhas de tubos com costura para transmissão de óleo e gás natural, requer que comprimentos retos do tubo sejam curvados, confinados e soldados, enquanto o aço mantém as propriedades requeridas para tal trabalho.

Um método para realizá-lo é através do curvamento por aquecimento indutivo [13].

Localizando o calor na área de máximo momento flector, apenas um mínimo de comprimento do tubo é submetido a mudanças geométricas. Isto resulta em ovalização mínima comparado com os métodos convencionais de curvamento.

b) Finalidade de Aplicação

Realizar estudos metalúrgicos da tenacidade do cordão de solda, após o tratamento térmico de um corpo de prova, por aquecimento indutivo, simulando o curvamento de um tubo com costura.

c) Vantagens do Aquecimento Indutivo

- Possibilitar o dobramento de um tubo sem ovalizar.
- Localizar o aquecimento apenas na região a ser curvada.
- Obter absoluta uniformidade e reprodutibilidade do ciclo térmico sob o mais rigoroso controle.

d) Características do Corpo de Prova

- Material: aço carbono
- Teor de carbono: 0,2%
- Geometria da seção reta: quadrada
- Dimensões: Largura = 1 cm
Comprimento = 5,5 cm

- Peso: 45 gr
- Temperatura para atingir o ponto Curie: 760°C .

e) Características do Ciclo Térmico

- Aquecimento rápido
- Elevação da temperatura ao patamar de 1050°C , mantidos por dois minutos.

4.6.2 - Projeto da Bobina Indutora

Um programa de cálculo computacional é elaborado com base no método estudado no item 1.6, para o cálculo da bobina indutora.

Devido ao material ser magnético, é necessário acionar o programa para determinação da bobina em processos de aquecimento através do ponto Curie. No apêndice deste trabalho, consta o fluxograma correspondente ao programa utilizado.

a) considerações para determinação dos dados do programa.

- 1 - As potências a serem transmitidas à peça, abaixo e acima do ponto Curie, são determinadas pelo tempo de aquecimento, pelo intervalo de temperatura e pelas perdas térmicas.
- 2 - O número de espiras da bobina é imposto pelas dimensões geométricas da peça de trabalho. O espaço físico determinou um número de 25 espiras.
- 3 - A tensão imposta à bobina aparece como consequência do número de espiras e será fixa duran

te o aquecimento abaixo e acima do ponto Curie. O fluxo é, portanto, mantido constante ao longo do aquecimento.

- 4 - O diâmetro da bobina, minimizado tanto quanto possível para melhorar o acoplamento, foi fixado em 2,5 cm.
- 5 - A peça é tratada como um cilindro de igual perímetro, para determinação dos valores de P e Q, resultando num diâmetro de 1,28 cm.
- 6 - A resistividade utilizada, tanto para a peça quanto para a bobina, é calculada pela média das resistividades no intervalo de temperatura considerado.

b) Entrada de Dados
no Programa

CALCULO DA BOBINA IN
DUTORA

AQUEC. ATRAVES DO PO
NTO CURIE

1) DADOS TERMICOS

N(GR.)= 45

CM(CAL/GR.GRAUS C)=
0.16

T0(GRAUS C)= 20

T1(GRAUS C)= 1050

AT(CM2)= 24

EMISSIVIDADE= 1

TEMPO(SEG.)= 30

2) DADOS GEOMETRICOS

LC(CM)= 5.5

AW(CM2)= 1

B(CM)= 1.20

PC(CM)= 7.85

AG(CM2)= 3.62

KR= 1.15

3) DADOS ELETRICOS

NC(ESPIRAS)= 25

F(HZ)= 20000

RO(PECA-MICRO.OHM.CM
)= 64.7

RO(BOBINA-MICRO.OHM.
CM)= 5.23

4) DADOS MAGNETICOS

BSAT.(GAUSS)= 16000

c) Resultados do Programa

1) RESULTADOS TERMICO
S

P1(W)= 1033.296

P2(W)= 418.0993

P3(W)= 38.5426

PT(W)= 1469.9379

2) RESULTADOS ELETRIC
OS

PH(W)=PT(W)= 1469.93
79

EC(V)= 90.27

2.1) ABAIXO DO PONTO
CURIE

PH0(W)= 2191.4259

IC(A)= 60.446

PH(W)= 2432.1566

N0(VA)= 5456.4658

COS θ = 0.4457

RENDIMENTO= 0.900

F.MIN(HZ)= 204.0502

RC(OHM)= 0.0658

2.2) ACIMA DO PONTO C
URIE

PH(W)= 783.0032

IC(A)= 111.6552

PH(W)= 1604.4024

N0(VA)= 10099.5643

COS θ = 0.1588

RENDIMENTO= 0.488

F.MIN(HZ)= 12240.821

2

RC(OHM)= 0.0658

3) RESULTADOS MAGNETI
COS

3.1) ABAIXO DO PONTO
CURIE

FI 0(MAXWELLS)= 4055
.9978

HA(OERSTEDS)= 408.20
12

D/DELTA N= 34.651

NI REL.= 59.9824

3.2) ACIMA DO PONTO C
URIE

FI 0(MAXWELLS)= 4063
.5026

HA(OERSTEDS)= 901.94
70

D/DELTA N= 4.474

NI REL.= 1

4) CIRCUITO EQUIV. PA
RALLELU

4.1) ABAIXO DO PONTO
CURIE

RP(OHM)= 3.3503

XLP(OHM)= 1.6602

CP(P/COS θ =0.8-FARAD
RY)= 2.9886E-06

4.2) ACIMA DO PONTO C
URIE

RP(OHM)= 5.0995

XLP(OHM)= 0.8205

CP(P/COS θ =0.8-FARAD
RY)= 8.5279E-06

d) Análise dos resultados

Dos resultados obtidos no programa, pode-se concluir que:

- 1 - As potências abaixo e acima do ponto Curie são compatíveis com a capacidade da estrutura inversora.
- 2 - Há necessidade de um transformador, para adaptar os valores de tensão e corrente do inversor aos valores requeridos pela bobina.
- 3 - É grande a dificuldade para transmitir potência quando o material perde suas qualidades magnéticas.
Observa-se que são necessários 10 KVA para que menos de 800 W sejam efetivamente convertidos em calor dentro da peça.
- 4 - A frequência mínima, necessária para o aquecimento em temperaturas acima do ponto Curie, indica a necessidade de operar com frequências e levadas.
- 5 - A variação dos parâmetros do circuito equivalente com a temperatura, torna obrigatória a correção do $\cos \phi$ durante a operação de aquecimento, sob pena de não conseguir transmitir à peça, a potência necessária para completar o ci

clo térmico requerido.

4.6.3 - Projeto do Transformador de Alta Freqüência

4.6.3.1 - Técnica para Dimensionamento

O projeto de um transformador para chaveamento em alta freqüência precisa geralmente de cálculo por processos iterativos.

Entretanto, existem técnicas nas quais a primeira tentativa oferece uma boa solução [14].

Fazendo uso destas técnicas é determinado o transformador a ser ligado na bobina indutora.

Os passos de projeto são os seguintes:

1 - Escolha do Tamanho do Núcleo de Ferrite

O tamanho do núcleo depende da potência e da densidade de corrente a ser carregada pelo trafo. A expressão (4.31) dá o produto "área da janela x área do núcleo" quando se pretende ocupar, pelo enrolamento, apenas 35% da área da janela.

$$W_a \cdot A_c = \frac{P_p}{B \cdot f} \left(\frac{A_w}{I_p} \right) \cdot 1,4286 \times 10^8 \quad (4.31)$$

Onde:

- W_a - Área da janela (cm^2).
 A_c - Área da seção reta do núcleo (cm^2).
 P_p - Potência do trafo.
 $B = \frac{B_m}{2}$; B_m - Densidade de fluxo de saturação magnética, do material que compõe o núcleo (Gauss).
 f - Freqüência elétrica (Hz).
 A_w - Área da seção reta do condutor (cm^2).
 I_p - Corrente do primário (A).

O valor de B_m é obtido do catálogo do fabricante.

Um recurso para escolher o tamanho do núcleo, é extrair a raiz quadrada do produto $(W_a \cdot A_c)$ calculado e procurar por um núcleo, com o A_c mais próximo deste valor.

2 - Cálculo do número de espiras

2.1 - Primário

Com o tamanho do núcleo escolhido determina-se o número de espiras do primário, dado pela expressão:

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^8}{K \cdot B \cdot A_c \cdot f} \quad (4.32)$$

Onde:

V_p - Tensão eficaz do primário (V).

K - Constante valendo 4,44 para on das senoidais e 4,0 para retangulares.

2.2 - Secundário

O número de espiras do secundário é dado pela relação de transformação (a).

$$N_s = \frac{1}{a} N_p \quad (4.33)$$

$$a = \frac{V_p}{V_s} \quad (4.34)$$

V_s - Tensão eficaz do secundário (V).

4.6.3.2 - Especificação do Transformador

Com os dados obtidos pelo programa de cálculo da bobina indutora e os passos de projeto dados anteriormente, é especificado o transformador para:

$$P_p = 5 \text{ Kw}$$

$$B_m = 2700 \text{ Gauss}$$

$$a = 2,5$$

$$I_{p\text{máx}} = 45 \text{ A}$$

$$\begin{aligned}
 I_{sm\acute{a}x} &= 112 \text{ A} \\
 N_p &= 15 \text{ esp.} \\
 N_s &= 6 \text{ esp.}
 \end{aligned}$$

4.6.4 - Especificação dos Capacitores de Compensação

Os capacitores para compensação abaixo e acima do ponto Curie são determinados pelo programa.

Entretanto, a compensação será feita no primário do transformador, afim de não submeter os capacitores a níveis de corrente excessivos à sua capacidade.

Refletindo os valores ao primário, tem-se:

a) Abaixo do Ponto Curie:

$$C_p = 0,48 \mu\text{F}$$

b) Acima do Ponto Curie

$$C_p = 1,36 \mu\text{F}$$

Ajustes experimentais devem ser feitos, devido à entrada dos parâmetros do trafo, no circuito de carga.

4.6.5 - Especificação dos Capacitores de Comutação

A influência da temperatura nos parâmetros da carga exige que os capacitores sejam especificados para o menor valor que a carga pode assumir. A situação mais desfavorável ocorre pró

ximo da temperatura do ponto Curie, quando os parâmetros se aproximam daqueles para temperaturas acima do ponto Curie, enquanto a compensação ainda permanece ajustada aos valores para temperaturas abaixo do ponto Curie.

Satisfazendo a pior situação estará sendo respeitado o tempo mínimo necessário para a comutação e conseqüentemente, protegendo os transistores. Logo, a menor impedância de carga é dada por:

$$X_{lp} = 0,82 \Omega \text{ (acima do ponto Curie)}$$

$$R_p = 5,1 \Omega \text{ (acima do ponto Curie)}$$

$$X_{cp} = 2,66 \Omega \text{ (abaixo do ponto Curie)}$$

A impedância total refletida ao primário é:

$$Z_{Lmin} = 7,216 \Omega$$

Com a expressão (2.10), especificando para $\Delta T_2 = 1 \mu\text{seg}$, é determinado o valor dos capacitores de comutação. Assim:

$$C_1 = C_2 = 50 \text{ nF}$$

4.6.6 - Especificação do Filtro de Harmônicas

O filtro é especificado conforme o método descrito no Ítem 4.4.3, para os parâmetros de carga abaixo e acima do ponto Curie, obtendo-se:

a) Abaixo do Ponto Curie:

$$C' = 0,31 \mu\text{F}$$

$$L' = 200 \mu\text{H}$$

b) Acima do Ponto Curie

$$C' = 0,22 \mu\text{F}$$

$$L' = 287 \mu\text{H}$$

O ajuste do filtro durante a operação é tecnicamente complicado e não se justifica, uma vez que o bom funcionamento da estrutura, não depende dele.

Logo, optou-se pela escolha do filtro determinado para as temperaturas abaixo do ponto Curie que, por outro lado, já foi implementado para a aplicação doméstica.

4.6.7 - Verificação Experimental

a) Devido às altas temperaturas envolvidas na operação de aquecimento e à proximidade da peça de trabalho, a bobina indutora é muito sobreaquecida.

Para evitar o rompimento do isolamento elétrico da bobina e até mesmo sua deformação, torna-se necessário prever-lhe um sistema de refrigeração. Por outro lado, o aumento da temperatura da bobina, provoca aumento em sua resistividade, reduzindo o rendimento do conjunto.

A bobina indutora, de forma cilíndrica, é construída com tubo de cobre eletrolítico forçando-se a circulação de água no seu interior.

Este sistema de refrigeração se comporta de maneira muito eficiente.

- b) A peça é inserida no interior da bobina, dentro de um tubo de quartzo, material resistente a temperaturas elevadas.
- c) Ajustes experimentais determinaram os seguintes valores para o capacitor de compensação:

d.1 - $C_p = 0,55 \mu\text{F}$ (abaixo do ponto Curie)

d.2 - $C_p = 0,88 \mu\text{F}$ (acima do ponto Curie)

Para temperaturas próximas a 700°C observou-se uma nítida descompensação do fator de potência, sendo necessário colocar um novo capacitor, para obter-se o valor de $0,88 \mu\text{F}$.

- d) A temperatura é medida com precisão, por meio de um termopar tipo "Cromel-Alumel" conectado a um voltímetro digital.
- e) Das formas de onda de tensão e corrente na bobina, determinaram-se os parâmetros do circuito equivalente paralelo, para intervalos de 50°C . Assim, curvas experimentais de R_p , X_{lp} , e $\cos \phi$

em função da temperatura são levantadas, para conhecer o real comportamento da carga ao longo do processo de aquecimento.

f) Conhecido o comportamento da carga no intervalo de temperatura requerido pelo ciclo térmico, procedeu-se a realizar a operação transferindo à peça, a máxima potência possível.

Registrou-se a variação da temperatura em intervalos de 5 segundos. A curva de temperatura em função do tempo é levantada.

g) As curvas experimentais estão dadas nas Figuras 4.14 à 4.17.

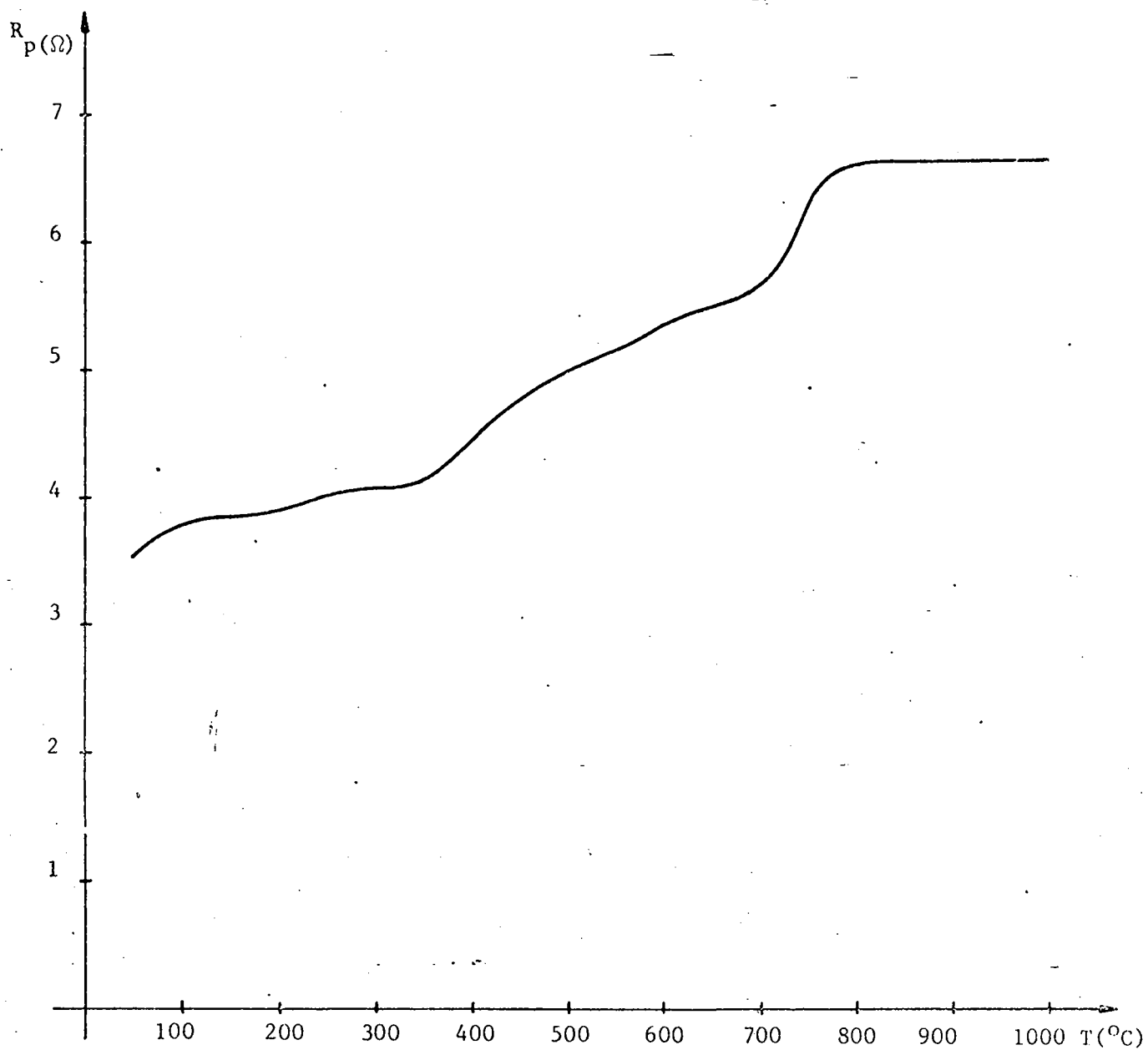


FIGURA 4.14 - Resistência Equivalente Paralelo Versus Temperatura.

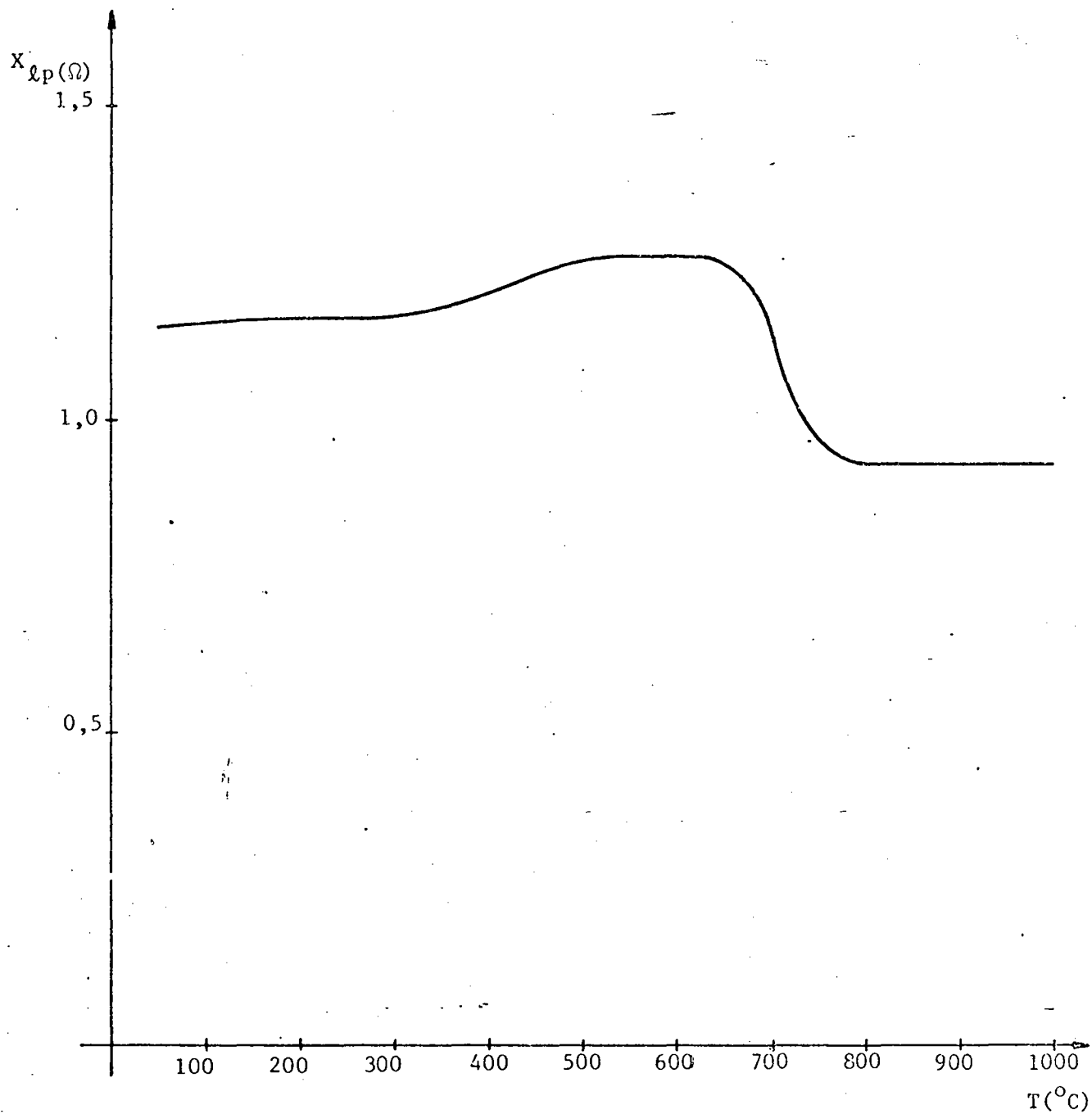


FIGURA 4.15 - Reatância Equivalente Paralelo Versus Temperatura.

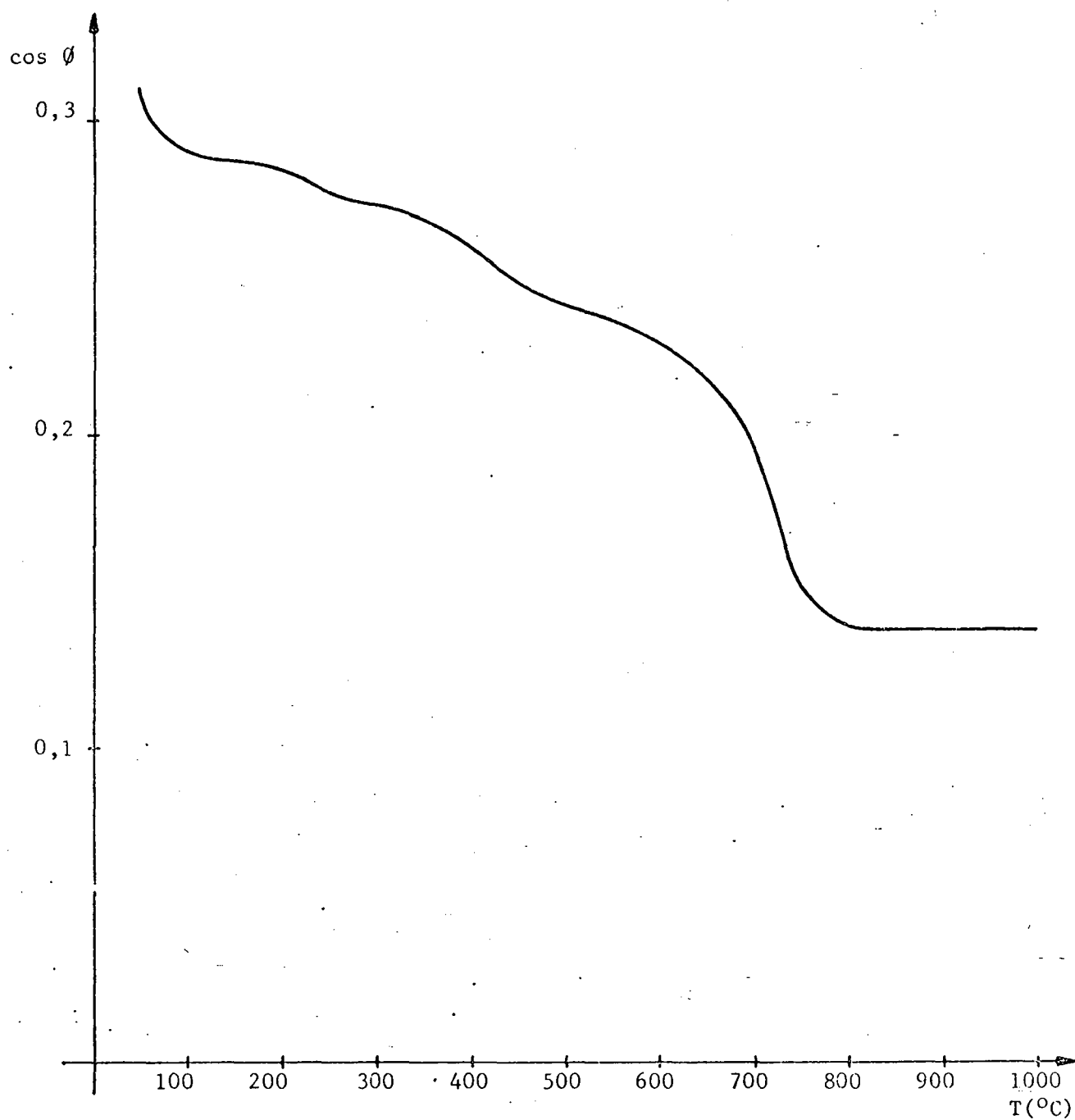


FIGURA 4.16 - Fator de Potência da Bobina Indutora Versus Temperatura.

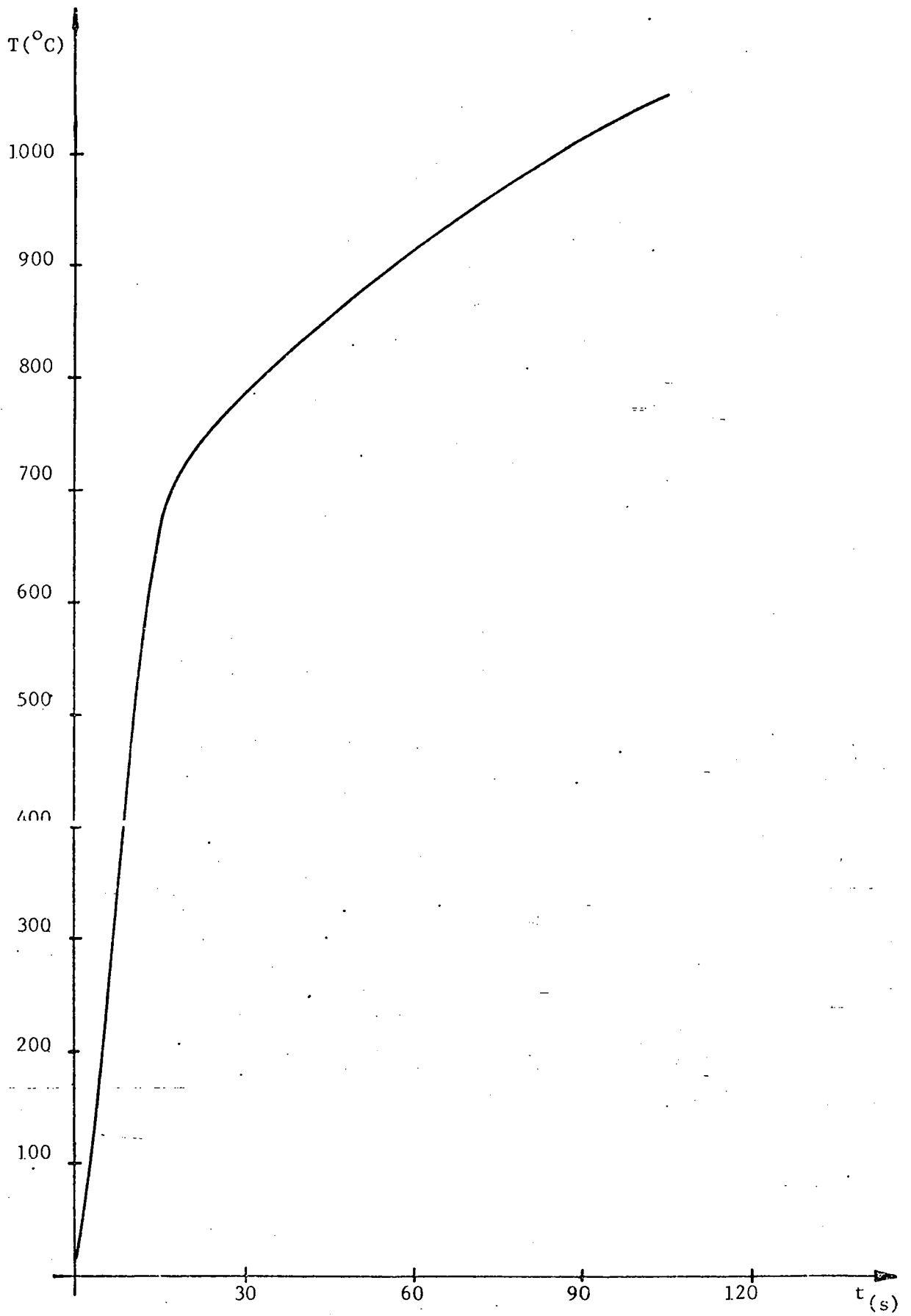


FIGURA 4.17 - Temperatura Versus Tempo de Aquecimento.

4.6.8 - Análise dos Resultados

1 - O método para cálculo da bobina indutora mostrou-se satisfatório, apresentando parâmetros muito próximos da realidade.

É necessário levar em conta o grau de complexidade do sistema, dado pelo elevado número de variáveis; variáveis tanto de natureza elétrica como magnética, física, química, térmica e/ou geométrica.

2 - A variação dos parâmetros do circuito equivalente é contínua para as temperaturas abaixo do ponto Curie, estabilizando-se uma vez que este é ultrapassado.

3 - A compensação do fator de potência, para manter um $\cos \phi = 0,8$ visto pelo inversor nas temperaturas abaixo do ponto Curie, é tecnicamente muito difícil de ser conseguida, em razão da contínua variação do $\cos \phi$ da carga.

4 - Por estar trabalhando perto dos limites da capacidade em corrente dos transistores, uma diminuição do $\cos \phi$ visto pelo inversor não pode ser compensada por um aumento de corrente, implicando numa redução da potência que o inversor pode transferir à carga.

Potências menores ocasionam aumentos no tempo

de aquecimento.

5 - Acima do ponto Curie observam-se dois fenômenos, que justificam a dificuldade em transferir potência à peça:

- O valor da resistência equivalente paralela aumenta consideravelmente (praticamente duplica o valor à temperatura ambiente), reduzindo à metade a potência ativa (P_o) fornecida pelo inversor à bobina indutora.

- Como consequência do aumento da resistência equivalente paralela, o fator de potência da bobina indutora diminui. O baixo fator de potência impõe um superdimensionamento em KVAs. Logo, as perdas no cobre da bobina (P_c) aumentam significativamente, em razão das correntes elevadas que por ela devem circular.

Como consequência deste aumento, a potência útil de aquecimento (P_w) que é transmitida à peça de trabalho, diminui ainda mais. Este fenômeno está representado pelo baixo rendimento da bobina indutora.

Os dois fenômenos tem a mesma causa principal, a ausência das perdas por efeito da histerese no material.

4.7 - Conclusões

- Devido aos baixos valores de $\cos \phi$ apresentados pelas cargas em aquecimento indutivo, é necessário que o conversor possua um superdimensionamento em potência aparente.
- As variações dos parâmetros da carga, nos materiais ferromagnéticos, são muito significativas devendo prestar-lhes especial atenção, principalmente no que se refere à compensação do fator de potência.
- A transferência de potência à peça de trabalho, nos materiais não-magnéticos ou naqueles que perdem suas qualidades magnéticas ao atingir o ponto Curie, é muito dificultada pela ausência das perdas por efeito da histerese no material.
- O método para cálculo da bobina indutora estudadô, oferece resultados muito úteis para a implementação desta bobina, desde que sejam respeitadas as mencionadas restrições.
- O sistema para aquecimento indutivo implementado, embora numa configuração de baixa potência, consegue realizar um bom número de aplicações nesta área.

CONCLUSÕES GERAIS

- 1 - O método para cálculo da bobina indutora, rigorosamente testado em laboratório, é preciso e confiável, além de ser simplificado e de fácil implementação em programa de cálculo computacional, recomendando-se a sua utilização em trabalhos desta natureza.

- 2 - A estrutura inversora apresenta excelente desempenho em frequências elevadas, como consequência das propriedades do tistor-dual. As vantagens desta estrutura são as seguintes:
 - Rendimento excepcional, proporcionado pela otimização do circuito de ajuda à comutação e o disparo natural dos transistores.
 - Número reduzido de componentes.
 - Perdas por comutação minimizadas, aumentando a vida útil dos semicondutores de potência.
 - Alto ganho de corrente, obtido pela utilização de transistores em configuração Darlington.
 - Auto-Proteção dos transistores, proporcionada pelo circuito de comando de base em funcionamento como disjuntor eletrônico.

A principal desvantagem encontrada na estrutura é devida à divisão de tensão na ponte média, já que apenas a metade da tensão CC disponível é aproveitada pela carga, reduzindo a capacidade de potência da estrutura à metade.

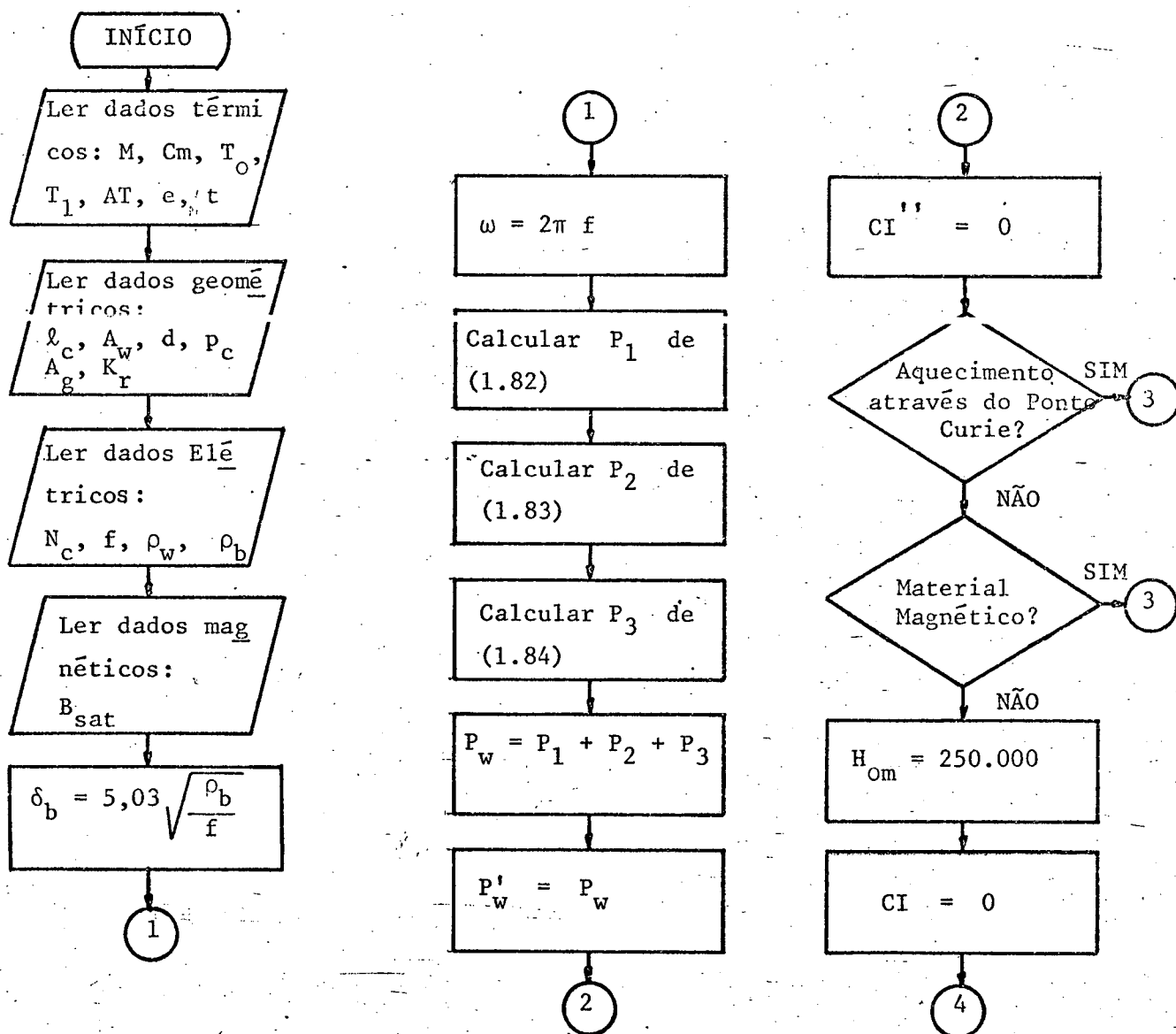
- 3 - Estudos experimentais mostraram que as aplicações em aquecimento indutivo exigem conversores superdimensionados, devido aos baixos fatores de potência apresentados pelas cargas.
- 4 - As perdas por efeito da histerese, para a geração de calor por aquecimento indutivo, tem uma importante influência na transmissão de potência à peça de trabalho.
- 5 - A compensação do fator de potência, quando se trabalha em aquecimento de materiais magnéticos através do ponto Curie, é muito difícil de ser realizada, devido à contínua variação dos parâmetros da carga com a temperatura.
Acredita-se que um controle para compensação estática possa ser implementado, de modo a manter um fator de potência adequado ao funcionamento do inversor.
- 6 - O controle de potência implementado é simples e eficiente. Entretanto, acredita-se na utilização do inversor com livre frequência de operação. Desta maneira, a frequência se adaptaria conforme a potência requerida pela carga; podendo este, ser objeto de um estudo posterior.

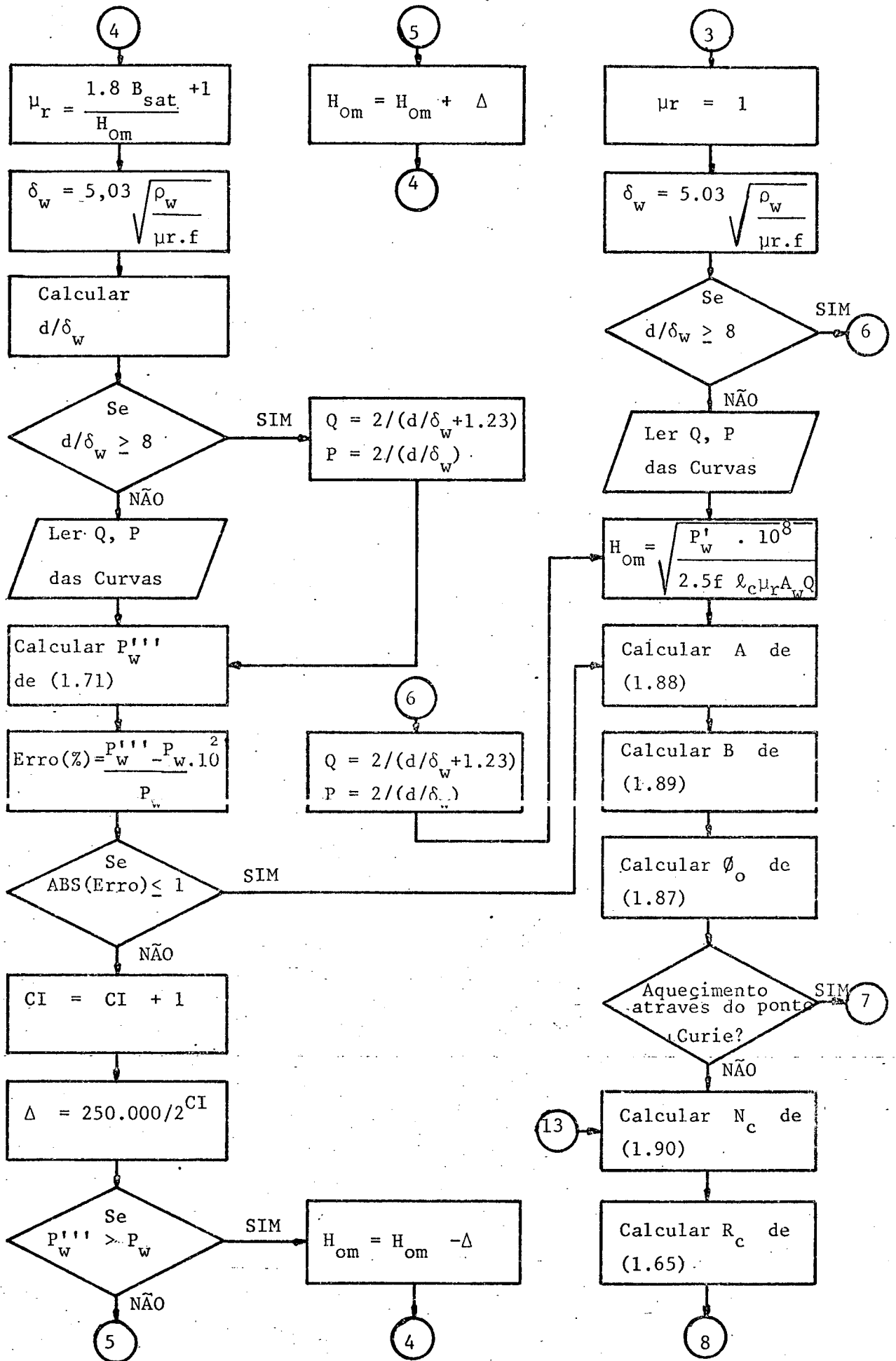
A P Ê N D I C E

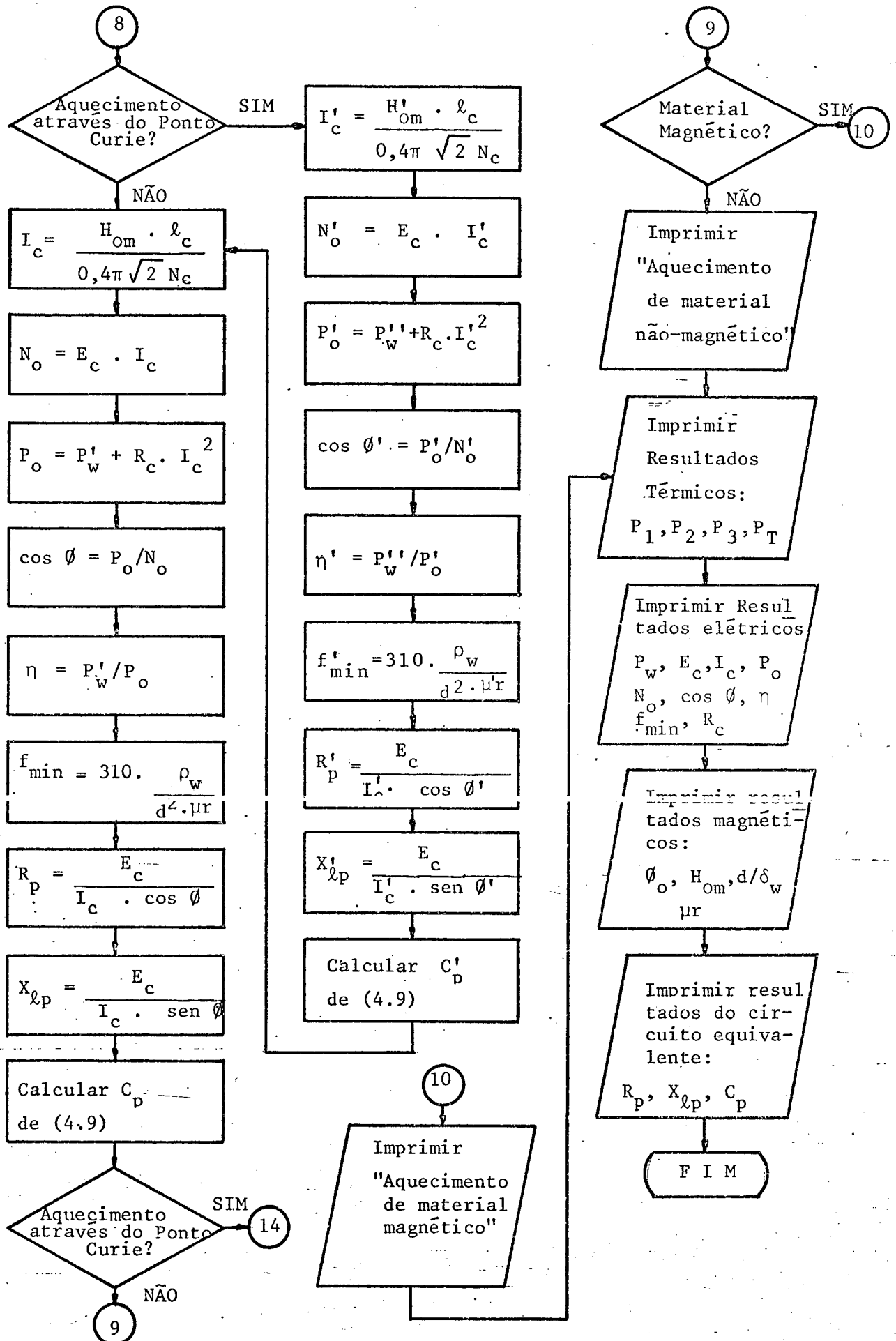
FLUXOGRAMA PARA CÁLCULO COMPUTACIONAL DA
BOBINA INDUTORA EM AQUECIMENTO INDUTIVO

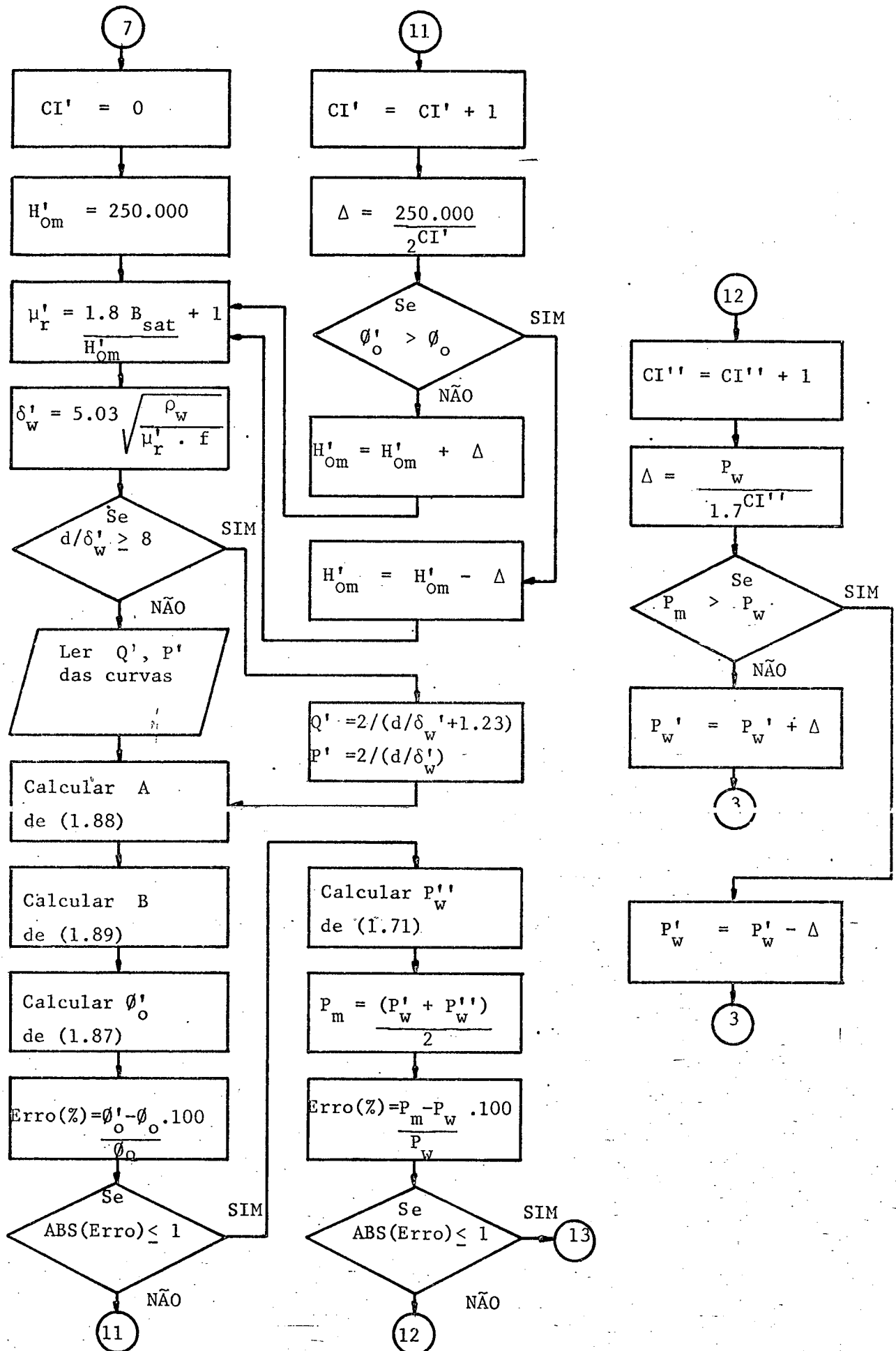
Este programa aplica-se para:

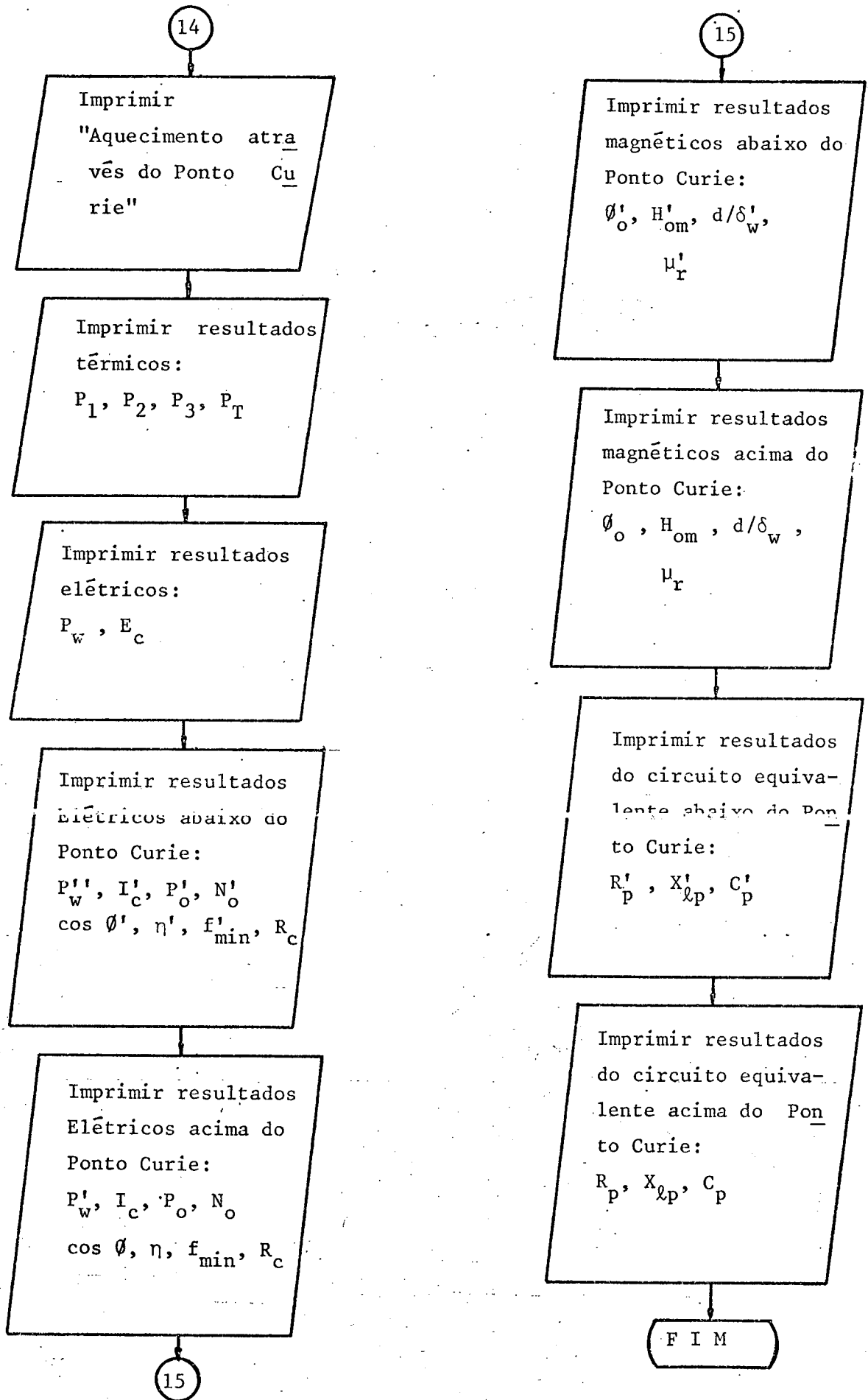
- Aquecimento de materiais não-magnéticos.
- Aquecimento de materiais magnéticos.
- Aquecimento de materiais magnéticos através do ponto Curie.











REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- |1| - DAVIES, J. & SIMPSON, P. - Induction Heating Handbook, McGraw - Hill, 1979, pp 308 - 327.
- |2| - VENABLE, D. & KINN, T.P. - Industrial Electronics Reference Book, John Wiley & Sons, Inc, 1948, Capítulo 24.
- |3| - GALVÁN RUIZ, J. - Calentamiento por RF, Electrónica y Automática Industriales I, Marcombo & Boixareu, 1981, Capítulo 15, pp 285 - 291.
- |4| - BAKER, R.M. - Design and Calculation of Induction Heating Coils, AIEE Trans., Vol. 57, nº 4, 1957, pp 31 - 40.
- |5| - SMITH, J. & VAN NESS, C. - Introdução à Termodinâmica da Engenharia Química, Guanabara Dois, 1980, Capítulo 3.
- |6| - AUTOR NÃO IDENTIFICADO - Dispositivos Electrónicos para Su Empleo en la Industria, Capítulo 30, pg 453.
- |7| - BARBI, I. - Eletrônica de Potência II, Publicação interna, UFSC, 1981.
- |8| - FOCH, H. & ROUX, J. & ESCAUT, B. - Convertisseur Moyenne Fréquence à Transistors de Puissance en 380 V Application au Chauffage Par Induction, Le Transistor de Puissance Dans La Conversion D'Energie, Thomson-CSF, 1983, Capítulo 22.

- |9| - BARBI, I. - Eletrônica de Potência I, Publicação interna, UFSC, 1981.
- |10| - SCHAEFER, J. - Rectifier Circuits: Theory and Design, John Wiley & Sons, Inc., 1965, Capítulo 15, pp 265 - 269.
- |11| - CHERON, Y. & FOCH, H. & ROUX, J. - Etude D'Une Nouvelle Utilisation Des Transistors de Puissance Dans Les Convertisseurs Haute Tension à Fréquence Élevée, Revue Phys. Appl, Vol. 16, 1981, pg 334.
- |12| - SESCOSEM SEMICONDUCTORS DIVISION - Catálogo de Transistores de Potência Thomson - CSF, Eymond, 1979.
- |13| - VIATOUR, P. & BOSTEELS, H. & MESSIEN, P. - Induction Bending of API Grade Line Pipe, Pipe Line Industry, Maio 1983, pp 33 - 34.
- |14| - THIBODEAU, P.E. - The Switcher Transformer: Designing It in on One Try for Switching Power Supplies, Electronic Design, Setembro nº 1, 1980 pp 143 - 147.