

**WILSON KOMATSU**

**CONVERSORES RESSONANTES  
E METODOLOGIAS DE CONTROLE  
PARA FORNOS DE INDUÇÃO**

Dissertação apresentada à Escola  
Politécnica da Universidade de  
São Paulo para obtenção do  
título de Mestre em Engenharia

São Paulo  
1992

**WILSON KOMATSU**

**CONVERSORES RESSONANTES  
E METODOLOGIAS DE CONTROLE  
PARA FORNOS DE INDUÇÃO**

Dissertação apresentada à Escola  
Politécnica da Universidade de  
São Paulo para obtenção do  
título de Mestre em Engenharia

Área de Concentração:  
Engenharia Elétrica

Orientador:  
Waldir Pó

São Paulo  
1992

Aos meus pais, por tudo,

E à Suzana, pela força.

## **AGRADECIMENTOS**

Ao Prof. Dr. Waldir Pó, cujas orientação e ajuda possibilitaram a existência deste trabalho.

Ao Eng. Lourenço Matakas Jr., com quem aprendi tanto da arte de ser engenheiro.

Ao Prof. Dr. Walter Kaiser, que sempre soube que é difícil, mas nem por isso desiste.

A todos que me ajudaram (e são tantos!!) e a todos que me atrapalharam (sem eles a coisa não teria tido tanta graça). Ficarei devendo os nomes, esta não é uma lista telefônica.

## S U M Á R I O

Resumo

"Abstract"

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação e objetivos.....	1
<b>2</b>	<b>CONVERSORES PARA ELETROTERMIA.....</b>	<b>4</b>
2.1	Inversor série.....	4
2.2	Inversor paralelo.....	8
2.3	Considerações sobre a metodologia de controle.....	12
2.4	Comparação entre configurações.....	16
<b>3</b>	<b>TOPOLOGIA PROPOSTA.....</b>	<b>18</b>
3.1	Circuito de potência.....	18
3.1.1	Entrada.....	19
3.1.1.1	Proteções.....	19
3.1.1.2	Retificador e chave estática.....	20
3.1.1.3	Filtro CC.....	22
3.1.2	Inversor.....	23
3.1.2.1	Considerações de dimensionamento.....	23
3.1.2.2	Amortecedores.....	25
3.1.2.3	Proteções.....	26
3.1.3	Saída.....	27

3.1.3.1 Capacitor Cs.....	27
3.1.3.2 Transformador de saída Tr1.....	27
3.1.3.3 Bobina de indução da carga.....	35
3.1.3.4 Capacitores de ressonância.....	36
3.2 Método de controle.....	37
3.3 Considerações sobre resfriamento.....	40
3.4 Considerações sobre instrumentação, sinalização e operação.....	43
4 PROTÓTIPO.....	46
4.1 Especificação.....	46
4.2 Descrição funcional.....	47
4.2.1 Entrada.....	48
4.2.2 Inversor.....	51
4.2.3 Controle do inversor.....	53
4.2.4 Saída.....	57
4.2.5 Refrigeração.....	57
4.2.6 Alimentação dos controles.....	58
4.3 Aspectos construtivos.....	59
4.3.1 Entrada.....	59
4.3.2 Inversor.....	60
4.3.3 Saída.....	60
5 RESULTADOS.....	63
5.1 Equipamento utilizado.....	63
5.2 Medidas de desempenho.....	63

5.2.1	Determinação da eficiência do conversor - primeiro ensaio (medida elétrica).....	64
5.2.2	Determinação da eficiência do conversor - segundo ensaio (medida térmica.).....	68
5.2.3	Determinação da eficiência do conversor - terceiro ensaio (medida térmica.).....	69
5.3	Medidas de formas de onda do circuito de potência....	71
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	87
	Anexo A - Simulação da chave estática.....	91
	Anexo B - Critérios de cálculo do filtro LC de entrada.....	96
	Anexo C - Esquemas elétricos do controlador do inversor.....	100
	Anexo D - Ensaios no transformador de média frequência.....	103
	Anexo E - Fotografias.....	105
	Referências bibliográficas.....	107
	Bibliografia recomendada.....	109

## R E S U M O

Os conversores ressonantes para aquecimento e fusão por indução são amplamente empregados devido às suas inerentes vantagens, como eficiência, controlabilidade e uniformidade do produto.

Neste trabalho analisam-se e comparam-se as topologias de potência e configurações de controle de fornos de indução.

Com os resultados desta análise e das pesquisas realizadas, é proposta uma configuração de potência e controle, bem como de circuitos de proteção para comprovação em um protótipo. As metodologias e técnicas de projeto para os componentes de potência, controle e proteções, e suas coordenações, são empregados na implementação do protótipo.

A construção e o funcionamento do protótipo bem como a medição do desempenho permitem a verificação da validade das hipóteses de projeto e a viabilidade da proposta.



## A B S T R A C T

Resonant converters for induction heating and melting are widely employed because of their advantages, e.g. efficiency, controllability and uniformity of the product.

In this work, power topologies and control configurations of induction furnaces are analyzed and compared.

With the results of this analysis and of the research done, a power and control configuration is proposed, as well as protection circuits, for corroboration in a prototype. The methodologies and project technique for the power, control and protection components, and their coordinations, are employed in the prototype implementation.

The construction and the operation of the prototype, and the performance measurement, allow verification of the project hypothesis validity, and the feasibility of the proposition.

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 Motivação e objetivos

Dentre os fornos elétricos usados em fusão e tratamento térmico de metais (ferrosos e não ferrosos) destacam-se os fornos de indução (KAISER et al.[1], FERNANDES[2], BROKMEIER[3], MARTINS & TOLEDO[4]). O princípio de funcionamento desses fornos é o aquecimento da carga pelas correntes de Foucault, e no caso de materiais ferromagnéticos com temperatura abaixo do ponto Curie, também por perdas histeréticas.

Do ponto de vista metalúrgico, os fornos de indução são particularmente atraentes devido a vários fatores:

1 - o aquecimento elétrico impede a inserção no metal fundido das impurezas presentes nos combustíveis fósseis, como o enxofre do carvão e do óleo combustível;

2 - permitem o controle mais fino da potência em comparação com os fornos não elétricos, e por conseguinte, dos tempos de fusão e de elevação de temperatura, permitindo uma otimização do processo produtivo e redução de custos;

3 - a presença de correntes de Foucault no banho de metal líquido, aliada ao campo magnético, faz aparecer forças mecânicas neste banho e conseqüentemente circulação pela convecção que o homogeneizam, facilitando a produção de ligas e tornando as amostras retiradas do metal para análise mais representativas;

4 - exibem uma maior eficiência térmica em relação aos fornos de combustível fóssil devido ao fato de o calor da fusão nascer no próprio metal devido às correntes de Foucault internas, dispensando pois uma fonte de calor a uma temperatura maior, e eliminando os problemas de transmissão de calor desta fonte ao metal.

Eletricamente, a energia é fornecida à carga por meio de uma bobina que atua como o primário de um transformador e a carga como o secundário (uma espira em curto-circuito), fechando-se o fluxo magnético pelo ar ou através de um caminho de alta permeabilidade magnética, usualmente um núcleo de aço silício. No caso de fechamento do fluxo magnético pelo ar o forno é chamado de indução a cadinho ("coreless"), e quando possui núcleo, é de indução a canal. Devido ao fraco acoplamento magnético e à baixa potência específica em frequências de rede (50/60 Hz), os fornos de indução a cadinho são geralmente alimentados via inversores eletrônicos em frequências que variam de 400 Hz a 3 kHz ou mais (esta alimentação pode também ser realizada via triplicadores de frequência ou conversores rotativos, estes atualmente antiquados). Os fornos de indução a canal recebem alimentação em frequências de rede e não são objeto de estudo deste trabalho.

Nas condições de melhor desempenho do forno, a carga possui um fator de potência relativamente baixo, tornando necessária a inserção de capacitores no circuito de carga. Estes capacitores podem ser colocados em série ou em paralelo, exigindo para cada caso configurações diferentes

de inversores. Em ambos os casos o amortecimento do circuito RLC de carga é baixo e portanto o comportamento é oscilatório quando alimentado em sua frequência própria.

O uso dos inversores eletrônicos em fornos a indução é uma tecnologia relativamente desconhecida no país. Apesar de estarem em uso há mais de 25 anos (GOLDE & LEHMAN<sup>[5]</sup>), o conjunto da tecnologia não é dominado por nenhuma empresa nacional, e mesmo as filiais de empresas estrangeiras e licenciadas têm que consultar as matrizes para quaisquer modificações e extensões, mesmo de pequena monta.

Este trabalho surgiu como uma extensão de um projeto de pesquisa e desenvolvimento de uma família de fornos de indução para fusão, destinados a uma empresa nacional. Durante o projeto buscaram-se soluções para os problemas que certamente surgiram para todos os fabricantes, e aquelas adotadas e que resultaram das pesquisas, pareceram as mais adequadas para a equipe do projeto, mas em grande parte das vezes não são aquelas normalmente adotadas em outros fornos. O autor e seu orientador entenderam que tal assunto é adequado para ser exposto, e para tanto está sendo proposto no trabalho um protótipo de forno de indução, introduzindo aquelas soluções encontradas e outras que não puderam ser implementadas naquele projeto. É proposta uma topologia de potência e uma metodologia de controle, assim como as proteções e sua coordenação.

## 2 CONVERSORES PARA ELETROTÉRMIA

Levando-se em conta os níveis de potência dos fornos industriais, os dispositivos atualmente disponíveis para chaveamento controlado são os tiristores. Deve-se lembrar que eles são comandados para entrarem em condução, porém só voltam ao estado de bloqueio depois de um intervalo de tempo após a anulação de corrente.

A natureza da carga permite a utilização de inversores comutados pela própria carga, isto é, a oscilação da corrente na carga é que provoca o bloqueio dos tiristores. Com isso a comutação nas chaves do inversor é, idealmente, não dissipativa.

Há basicamente dois tipos de inversores monofásicos para esse fim: o inversor série alimentado por fonte de tensão CC e o inversor paralelo alimentado por fonte de corrente CC. Uma terceira configuração lança mão de circuitos conversores CA/CA (DEWAN & HAVAS<sup>[6]</sup>, HAVAS & SOMMER<sup>[7]</sup>, STOREY<sup>[8]</sup>) e não é abordada neste trabalho.

A seguir explicam-se o funcionamento básico de cada um destes inversores e faz-se uma comparação entre ambos.

### 2.1 Inversor série

A carga do inversor série da figura 2.1 é um circuito oscilante série constituído pela bobina da carga em série com o capacitor de compensação.

O retificador e o filtro LfCf funcionam como fonte de tensão contínua, sendo que a retificação pode ser também controlada, através de tiristores em lugar dos diodos.

Quando o inversor opera na região da frequência própria da carga, resulta pelas características da bobina, uma tensão relativamente baixa na carga série (C, L, R) com uma corrente relativamente elevada. Para os tiristores não chavearem diretamente esta corrente, utiliza-se o transformador abaixador de média frequência Tr1 (KAISER et al. [9]). O acoplamento com o inversor é feito através do capacitor Cs que desacopla as componentes contínuas de tensão e corrente. Nessas condições, a tensão de trabalho do inversor é maior que aquela na carga série.

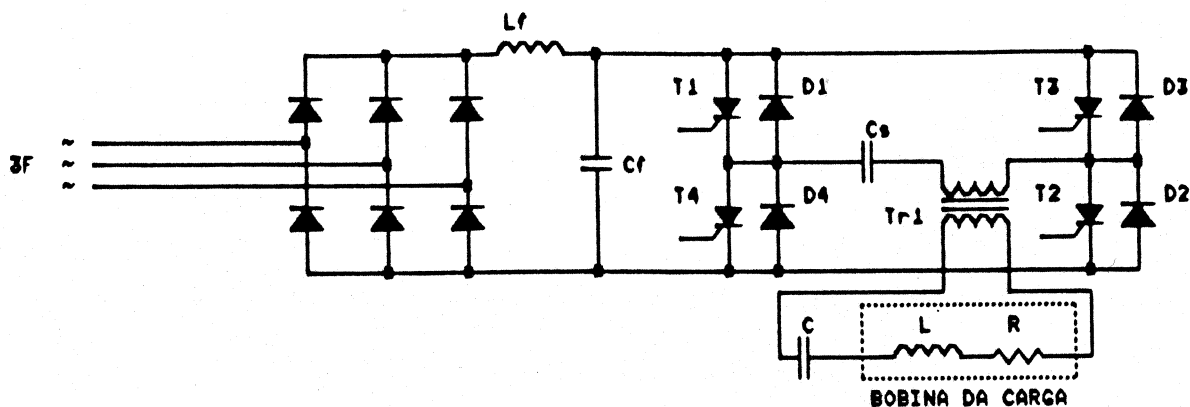


Figura 2.1: inversor série

O inversor começa a operar disparando-se os tiristores T1 e T2 da figura 2.1, que aplicam uma tensão positiva na saída do inversor. Resulta uma corrente oscilatória refletida da carga que, quando ocorrer a inversão de

polaridade, bloqueiam os tiristores T1 e T2 e a corrente passa a fluir pelos diodos D1 e D2. Decorrido um intervalo de tempo, não inferior ao tempo de bloqueio dos tiristores, após a inversão da corrente, são disparados os tiristores T3 e T4 para completar o ciclo. O controle da potência no forno é efetuado através deste atraso (ângulo  $\theta$ ).

Considerando-se os parâmetros refletidos  $R_r$ ,  $L_r$  e  $C_r$  para o inversor (primário de Tr1) resultam as formas de onda de tensão e corrente da figura 2.2 quando a comutação é efetuada após a inversão da corrente, no ângulo  $\theta$ .

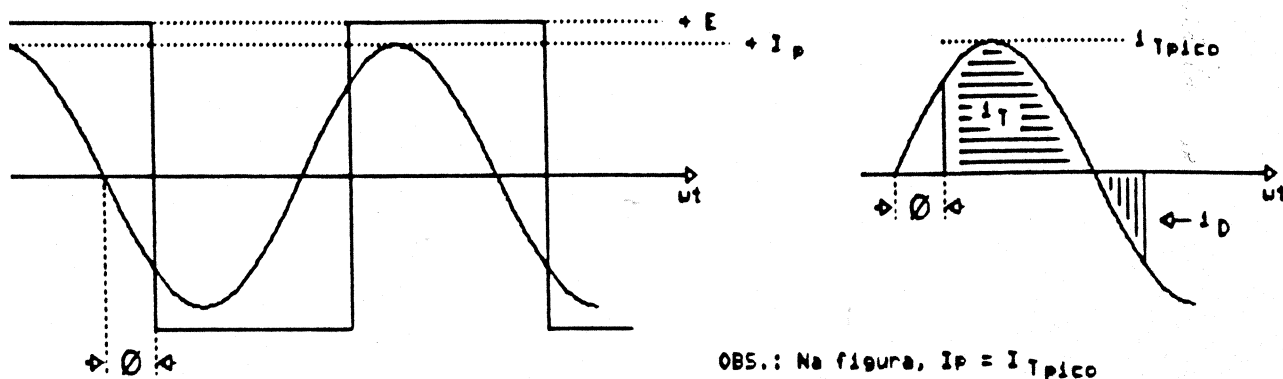


Figura 2.2: tensões e correntes na saída do inversor, num tiristor e num diodo, para o inversor série

Nessas condições, o circuito de carga é excitado em uma frequência ligeiramente inferior à sua frequência própria  $w_{ps}$ :

$$w_{ps} = (1/(LC) - (R/2L)^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.1)$$

Essa frequência inferior a  $\omega$ ps é efetivamente a frequência de trabalho  $\omega$  do inversor.

A corrente resulta senoidal visto que na frequência de trabalho  $\omega$  a reatância da bobina do forno  $\omega L$  é muito maior que a resistência equivalente de perdas  $R$ .

Neste caso, considerando-se as componentes fundamentais resultam os valores de pico:

$$E_1 = \frac{4E}{\pi} \quad (2.2) \quad \text{para a tensão e}$$

$$I_p = \frac{4E}{\pi R_r} \cdot \cos\theta \quad (2.3) \quad \text{para a corrente}$$

Onde  $E$  é o valor da tensão contínua de alimentação do inversor.

O valor eficaz da corrente da carga vale:

$$I_{ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (2.4) \quad \text{ou} \quad I_{ef} = \frac{2(2)^{\frac{1}{2}} \cdot E}{\pi R_r} \cdot \cos\theta \quad (2.5)$$

A corrente fornecida pela fonte CC tem valor médio dado por:

$$I = \frac{2}{\pi} \cdot I_p \cdot \cos\theta \quad (2.6)$$

Em função da corrente eficaz na carga,  $I$  vale:

$$I = \frac{2(2)^{\frac{1}{2}}}{\pi} \cdot I_{ef} \cdot \cos\theta \quad (2.7)$$



A potência fornecida em CC vale portanto:

$$P_{cc} = E.I = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{E^2}{R_r} \cdot \cos^2 \emptyset \quad (2.8)$$

Esta potência é praticamente igual à potência entregue pelo inversor à carga. Se a carga incluir o transformador devem ser considerada a relação de transformação e a eficiência do transformador para o cálculo das correntes.

Quanto aos semicondutores do inversor, as correntes médias valem:

$$I_T = \frac{I_p}{2\pi} \cdot (1 + \cos \emptyset) \quad (2.9) \quad \text{no tiristor}$$

$$I_D = \frac{I_p}{2\pi} \cdot (1 - \cos \emptyset) \quad (2.10) \quad \text{no diodo}$$

Nota-se que o controle da potência pode ser obtido através do ângulo  $\emptyset$  (equação (2.8)).

## 2.2 Inversor paralelo

A figura 2.3 mostra o esquema básico de um inversor paralelo no qual a bobina do forno é sintonizada por um capacitor em paralelo.

O retificador controlado possui um indutor de filtro  $L_f$ , de valor relativamente elevado, constituindo um "gerador de corrente contínua".

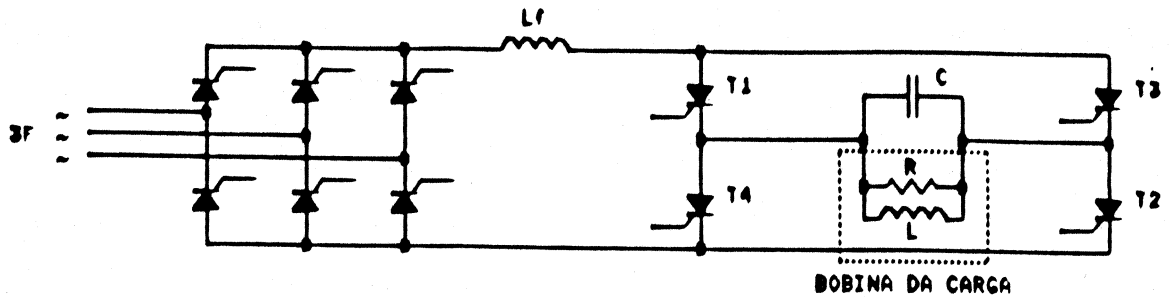


Figura 2.3: inversor paralelo

Na sua frequência própria  $w_{pp}$ , a carga oferece ao inversor uma impedância relativamente elevada, embora circulem correntes também elevadas (e quase em oposição de fase) na bobina carregada e no capacitor. A frequência própria  $w_{pp}$  é dada por:

$$w_{pp} = (1/(LC) - (1/2RC)^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

Para este inversor é necessário um circuito de partida através do qual se impõem condições iniciais, tais como tensão no capacitor C, corrente na bobina L ou corrente no indutor  $L_f$  (PELLEY<sup>[10]</sup>, FRANK<sup>[11]</sup>, ZHAO et al.<sup>[12]</sup>). Feito isso, ligam-se alternadamente os pares de tiristores com frequência de trabalho  $w$  maior que  $w_{pp}$  para garantir o bloqueio dos tiristores. Analisando-se o circuito da figura 2.3 e as formas de onda da figura 2.4, nota-se que se inicialmente o par T1, T2 está conduzindo, o acionamento do par T3, T4 aplica tensão reversa em T1, T2 bloqueando-os e a corrente é então conduzida por T3, T4. Neste inversor também deve ser garantido um intervalo de tempo para o bloqueio

dos tiristores T1,T2 quando a tensão sobre eles se tornar direta.

No inversor paralelo a tensão é senoidal, devido à baixa impedância apresentada pelo RLC em frequências fora da de ressonância.

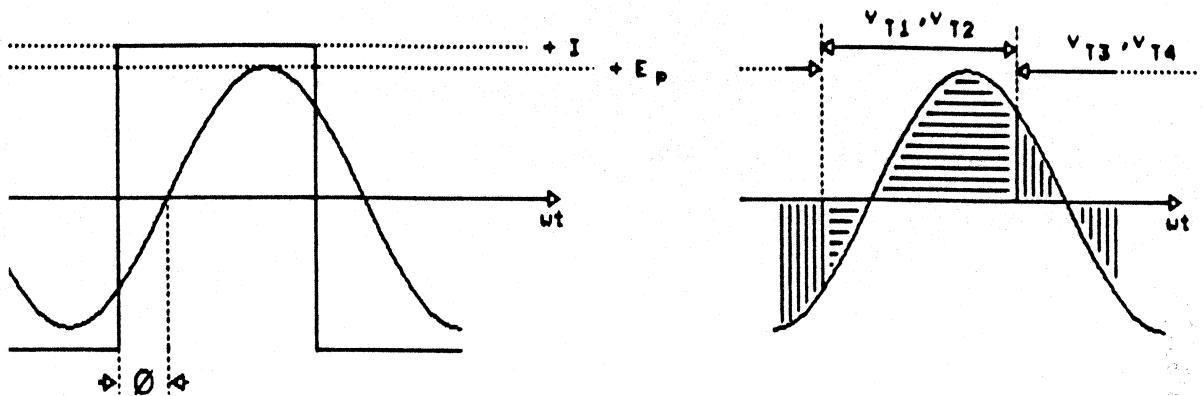


Figura 2.4: tensões e correntes no RLC (saída do inversor) e nos tiristores, para o inversor paralelo

Considerando-se a fonte de corrente capaz de fornecer permanentemente corrente  $I$ , e tomando-se as componentes fundamentais, resultam os valores de pico:

$$I_1 = \frac{4I}{\pi} \quad (2.12) \quad e$$

$$E_p = \frac{4IR \cdot \cos\phi}{\pi} \quad (2.13)$$

A potência ativa no RLC é:

$$PR = \frac{E_p \cdot I_1 \cdot \cos\phi}{2} \quad (2.14)$$

Logo,

$$PR = \frac{8}{\pi^2} \cdot RI^2 \cdot \cos^2\phi \quad (2.15)$$

A impedância vista pela fonte de corrente é:

$$Z_{cc} = \frac{PR}{I^2} = \frac{8}{\pi^2} \cdot R \cdot \cos^2 \varnothing \quad (2.16)$$

Nos casos práticos as fontes de corrente são implementadas com fontes de tensão com indutores suficientemente grandes em série. Desse modo, tais fontes têm característica estática de fonte de tensão e característica dinâmica de fontes de corrente, ou seja, em pequenos intervalos de tempo, como por exemplo o período de oscilação do RLC, a corrente pode ser considerada constante. Sendo assim, a potência entregue pode ser descrita por:

$$P = \frac{E^2}{Z_{cc}} = \frac{E^2 \pi^2}{8R \cdot \cos^2 \varnothing} \quad (2.17)$$

Vê-se em (2.17) que não é conveniente o controle da potência através do ângulo  $\varnothing$ , pois  $P$  varia com o inverso do cosseno ao quadrado de  $\varnothing$ , o que impossibilita a anulação de  $P$  além de provocar uma variação muito rápida de  $P$  em função de  $\varnothing$ . Utiliza-se então um retificador controlado, variando-se  $E$  e mantendo-se  $\varnothing$  fixo, ou variando-se  $\varnothing$  limitadamente. Note-se que desse modo opera-se com baixo fator de potência na linha CA.

A corrente média num tiristor do inversor é:

$$I_T = \frac{E \cdot \pi^2}{16R \cdot \cos^2 \varnothing} \quad (2.18)$$

### 2.3 Considerações sobre a metodologia de controle

O controle de potência, necessariamente deve ser implementado em malha fechada, devido à necessidade de acompanhar variações de parâmetros da carga no processo de aquecimento. No inversor série, o controle da potência pode ser realizado por meio de um atraso (proporcional a  $\theta$ ) enquanto que no inversor paralelo é preciso disparar o par seguinte antes da passagem por zero da tensão. Assim, neste caso, o controle assume um caráter "preditivo".

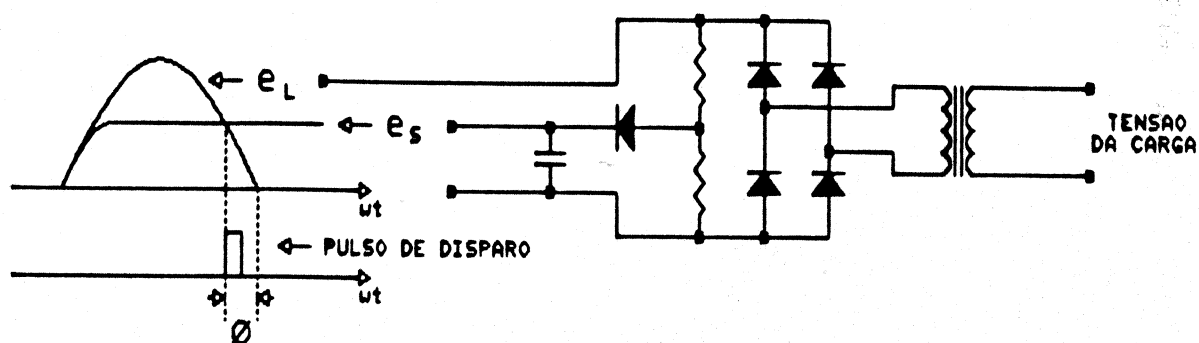


Figura 2.5: Controlador de ângulo de disparo para inversor paralelo, com amostragem de tensão de carga.

A maneira clássica de se realizar o controle no inversor paralelo, proposta por FRANK [11], amostra uma tensão proporcional à tensão de pico da carga no ciclo anterior. Esta tensão  $e_s$  é comparada com a tensão de carga  $e_L$ , e quando  $e_L$  cruza o valor  $e_s$  indo para o nível zero, é gerado o pulso de disparo, que estará adiantado de  $\theta$  em relação ao zero da tensão  $e_L$  (figura 2.5).

O inconveniente deste método é a sensibilidade aos ruídos gerados na operação que podem falsear o valor da amostra  $e_s$  e a dificuldade de sua implementação devido as grandes diferenças entre os valores de partida e de regime da tensão e da corrente de carga.

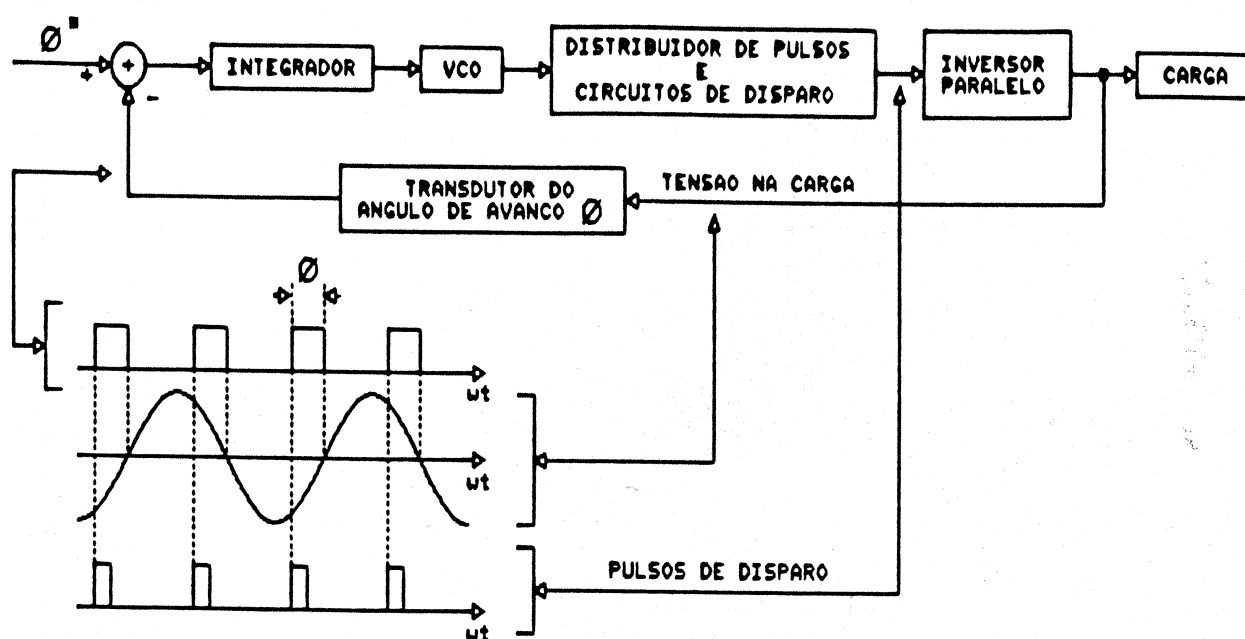


Figura 2.6: Controlador de ângulo de disparo para inversor paralelo, com gerador de pulsos de disparo e comparação com ângulo de avanço  $\varphi^*$  de referência.

A abordagem de PELLY<sup>[10]</sup> leva em conta a variação relativamente lenta de frequência de ressonância devido a variações de carga. Isto significa que na prática não é necessário prever o ângulo de disparo a cada meio ciclo. É implementado um oscilador controlado por tensão (VCO) que

gera pulsos de disparo os quais têm sua taxa variada proporcionalmente a um sinal de erro que é a diferença entre o ângulo de avanço  $\theta$  medido na carga e uma referência deste ângulo  $\theta^*$ . O circuito de controle implementado desta maneira constitui um "phase locked loop" (PLL) análogo aos usados em circuitos de telecomunicações. Tal circuito de controle (figura 2.6) é mais imune a ruídos que a configuração anterior.

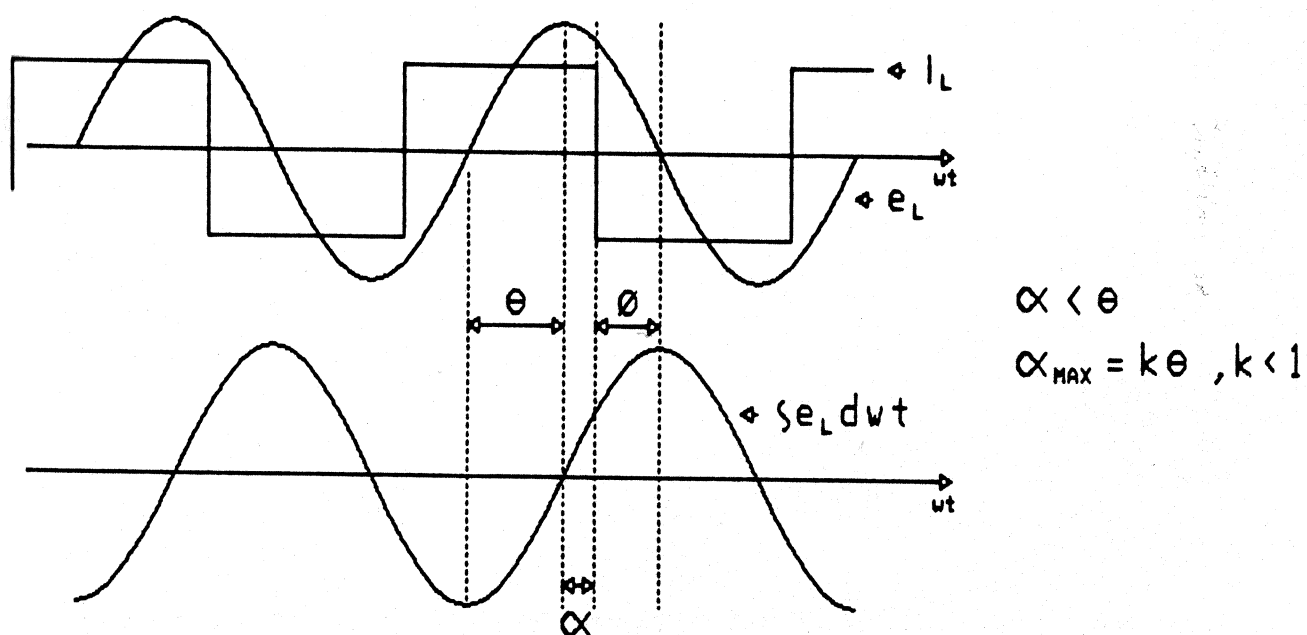


Figura 2.7: Controlador de ângulo de disparo para inversor paralelo, usando integral da tensão de carga  $e_L$ .

Outra implementação deste controlador "preditivo" pode ser realizada tomando-se a integral da tensão de carga  $e_L$  (\*). A partir da passagem por zero da tensão de carga  $e_L$ ,

(\*)PÓ, WALDIR. Comunicação pessoal, 1990.

conta-se o tempo (ângulo elétrico  $\theta$ ) decorrido até a passagem por zero da integral de  $e_L$  (passagens por zero são mais facilmente detectáveis que máximos e mínimos). Este tempo, ou ângulo  $\theta$ , é necessariamente maior que o ângulo  $\alpha$  até o disparo (figura 2.7).

Este método, por não amostrar níveis de tensão, também é mais imune a ruídos, e as contagens de tempos podem ser realizadas de maneira analógica ou digital.

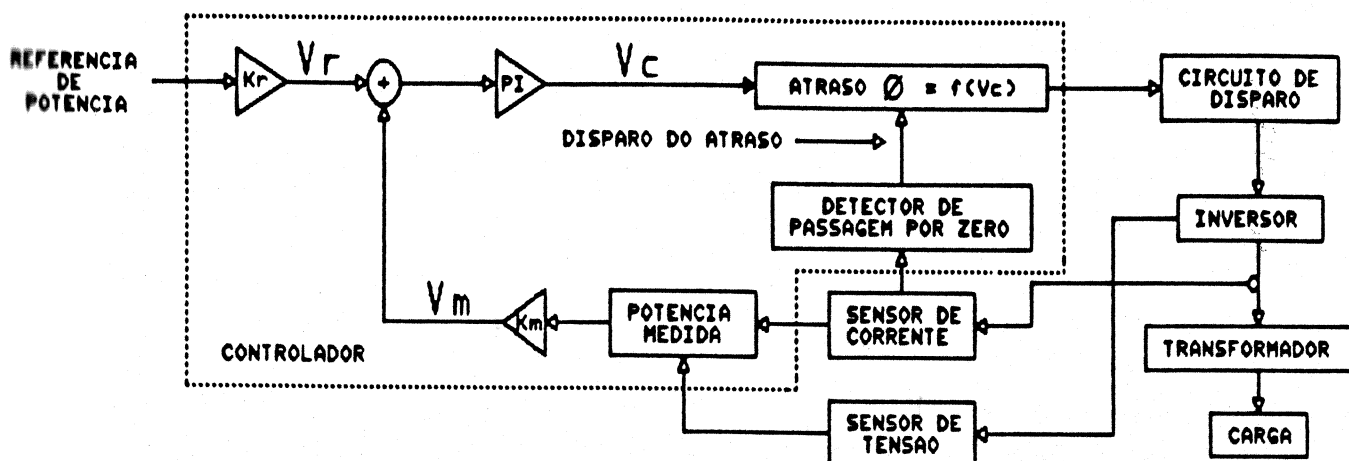


Figura 2.8: Controle de ângulo de disparo para inversor série, com detecção de passagem por zero da corrente do inversor.

O controle do inversor série pode ser efetuado com um esquema análogo ao de PELLY<sup>[10]</sup>, usando PLL. Neste caso, o que no controle do inversor paralelo eram ângulos de avanço passam a ser ângulos de atraso.

Contudo, como resultado das pesquisas realizadas concluiu-se que no inversor série não há necessidade de um



gerador independente de pulsos de disparo, e propõe-se que o circuito de controle seja sincronizado com o sinal de corrente senoidal na saída do inversor. Como se deseja um atraso  $\theta$ , mede-se essa corrente, e a partir de sua passagem por zero, conta-se o atraso para se gerar o pulso de disparo.

#### 2.4 Comparação entre as configurações

Tabela 2.1: Comparação das características principais dos inversores série e paralelo

CARACTERÍSTICAS	INVERSOR SÉRIE	INVERSOR PARALELO
Forma de onda de tensão na carga	Retangular	Senoidal
Forma de onda da corrente na carga	Senoidal	Retangular
$dv/dt$ (tiristores)	Positivo	Positivo
$di/dt$ (tiristores)	Não impõe limitações	Impõe limite de tensão
Efeito de assimetria nos disparos	Nenhum	Introduz componente contínua na bobina
Falha de disparo ou no circuito de carga	O inversor pára em circuito aberto	Impõe um curto-circuito ao inversor
Transformador abaixador na saída	Necessita	Não necessita
Circuito de partida	Não necessita	Necessita
Fator de potência na carga	Indutivo	Capacitivo

A tabela 2.1 ilustra as características principais dos inversores série e paralelo (KAISER et al. [1]).

A análise da tabela 2.1 mostra ser mais atraente a configuração inversor série, ao menos no tocante ao aspecto de segurança de operação. Cada configuração tem seus aspectos em que a implementação é mais crítica, sendo o transformador abaixador de média frequência na configuração série e o circuito de partida no paralelo itens que devem ser considerados cuidadosamente. As diferenças na filosofia da metodologia de controle para os dois tipos de inversores também indicam uma operação mais segura para o inversor série.

### 3 TOPOLOGIA PROPOSTA

Em vista do discutido no item 2.4, é proposta uma topologia para o protótipo do inversor para o forno de indução. O protótipo utiliza um inversor do tipo série, com controle pela medida da passagem por zero da corrente do inversor e geração de atraso de disparo. Usa-se ainda um retificador não controlado com filtro LC na alimentação CC obtendo-se assim alto fator de potência na linha CA. Uma chave estática de alta velocidade na saída do retificador é empregada para a proteção do conversor. As interações da proteção com o controle, assim como aspectos de instrumentação, sinalização e proteção também são discutidos.

#### 3.1 Circuito de potência

Para facilitar a discussão, o circuito de potência pode ser dividido arbitrariamente em três partes:

- (a) Entrada, compreendendo proteções CA, retificador, filtro CC ( $CfLf$ ), proteções ativas;
- (b) Inversor, compreendendo a ponte monofásica completa inversora com seus 4 tiristores, 4 diodos de retorno, indutor de limitação de  $di/dt$ , circuitos amortecedores;
- (c) Saída, compreendendo o capacitor de desacoplamento  $Cs$ , o transformador abaixador de média frequência, os capacitores de ressonância, a bobina indutora.

São discutidos ainda aspectos de proteção específicos a cada parte e seus interrelacionamentos.

A figura 3.1 mostra o circuito de potência proposto com todos os componentes, exceto os circuitos amortecedores das chaves do inversor ("snubbers"), omitidos para maior clareza.

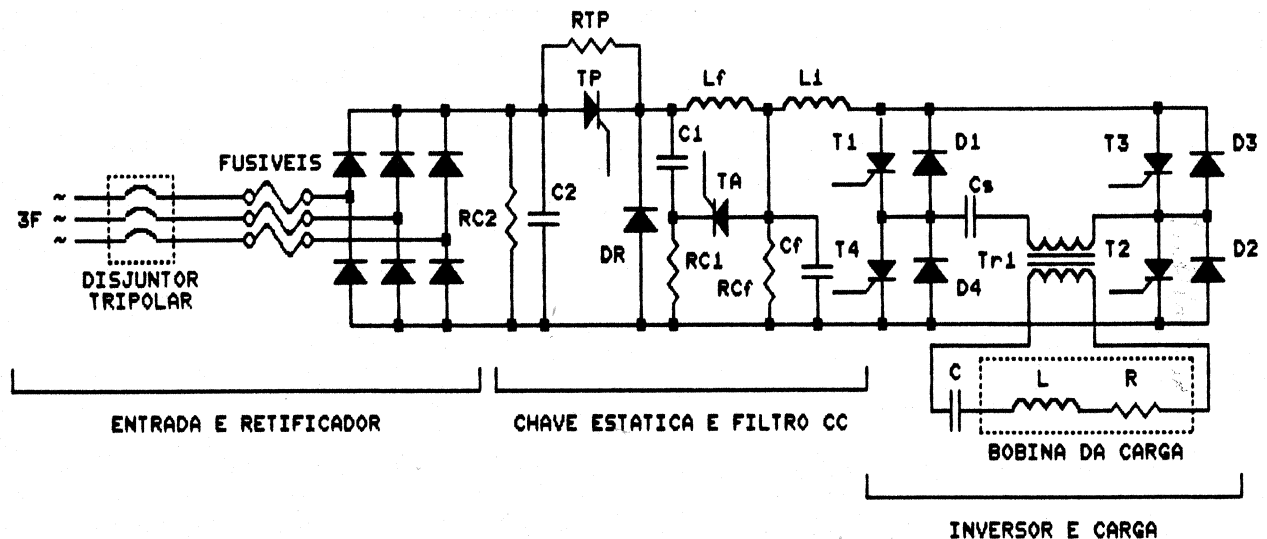


Figura 3.1: Circuito de potência proposto, com inversor tipo série, retificador não controlado e chave estática de proteção

### 3.1.1 Entrada

#### 3.1.1.1 Proteções

No projeto do conversor deve-se prever a proteção tanto a este como à linha que o alimenta. Na proteção convencional da linha adota-se comumente disjuntor, que a

protege de sobrecorrente e curto-circuito no conversor, além de fazer o papel de chave geral. O disjuntor entretanto não consegue proteger os semicondutores do conversor, tanto os do retificador como os do inversor, pois no seu tempo de abertura já se ultrapassa a capacidade térmica dos semicondutores. Normalmente se adota proteção com fusíveis ultra-rápidos para os semicondutores, mas estes têm o inconveniente do alto preço (que pode chegar à ordem de grandeza do componente protegido), além de falharem eventualmente. Se o dimensionamento do semicondutor puder ser generoso, pode-se adotar fusíveis normais de valor nominal inferior ao do semicondutor. A proteção ativa pode ser adicionalmente implementada, tal como retificador de entrada controlado capaz de devolver sob certas condições energia da fonte à linha, circuitos "crowbar" que curto-circuitam o capacitor de filtro em caso de sobretensões e chaves estáticas de alta velocidade.

### 3.1.1.2 Retificador e chave estática

Conforme mencionado, optou-se pelo uso de uma chave estática para o desligamento do conversor. Este desligamento é feito tanto em operação normal como em situações de sobrecorrente do inversor e/ou retificador. O uso de uma chave estática em série com o retificador e antes do filtro CC permite o uso de retificador não controlado, simplifica os circuitos de controle, melhora o fator de potência apresentado pelo conversor à linha e

diminui o valor (e as dimensões) do indutor de filtro, pois a rapidez da chave estática permite o aumento do valor da derivada de corrente, e isola rapidamente o retificador e a linha de defeitos no inversor. Comparado com o retificador controlado, permite uma maior flexibilidade no projeto, com vantagens também de custo de componentes. A chave estática é basicamente o tiristor TP da figura 3.1, juntamente com outros componentes que permitem realizar o bloqueio forçado de TP, o que isola o retificador do filtro CC e inversor. A escolha de um circuito de bloqueio forçado de um tiristor permite que a chave estática seja construída com a mesma topologia para todos os níveis de potência do conversor mudando-se o dimensionamento dos componentes. Isso evita o uso de componentes com faixa de potência restrita, como transistores, ou de implementação mais difícil e custo maior, como GTOs.

O funcionamento básico da chave estática é descrito recorrendo-se à figura 3.1: inicialmente, a ligação do retificador carrega o capacitor C2, impondo um potencial ao anodo de TP. Através de RTP e de RC1 é carregado o capacitor C1 até o valor de pico do retificador, e o capacitor de filtro Cf é carregado através de RTP e do indutor de filtro Lf. Estando os capacitores carregados, dispara-se TP, e o inversor pode ser alimentado pelo retificador. Note-se que os resistores citados, assim como os resistores RC2 e RCf de descarga de C2 e Cf respectivamente, têm valores relativamente altos, portanto RTP não alimenta o inversor com TP bloqueado. Para se

desligar TP, dispara-se TA, colocando-se em série C1 e Cf no catodo de TP, impondo praticamente 2E (duas vezes a tensão de alimentação) ao catodo, enquanto que no anodo, com o capacitor C2 tem-se a tensão de pico retificada, que é aproximadamente E. Isto bloqueia imediatamente o tiristor TP. A corrente que o inversor absorvia, através de Lf, não pode ser instantaneamente interrompida, e inicialmente passa através de Cf, TA e C1, até que a tensão no anodo de DR seja maior que em seu catodo (tensão negativa no conjunto C1-TA-Cf) e então o circuito é fechado através do diodo de retorno DR, bloqueando TA.

A simulação computacional do circuito elétrico da chave estática é empregada para dimensionamento dos seus componentes. Podem ser verificados, entre outros, o tempo para que a tensão no conjunto Cf-TA-C1 fique menor que a tensão em C2, o que impõe um limite máximo para o tempo de recuperação de capacidade de bloqueio ( $t_q$ ) de TP, assim como o bombeamento de tensão no capacitor Cf devido à energia do indutor Lf e a que retorna da carga do inversor e no capacitor C2 devido à reatância da linha CA quando do bloqueio de TP. No anexo A tem-se um programa implementado para a simulação da chave estática, com os resultados associados.

### 3.1.1.3 Filtro CC

O dimensionamento do filtro LfCf, além de limitar ondulações de tensão e corrente, deve limitar pelo indutor

a derivada de corrente suportável em caso de curto no inversor e no capacitor a sobretensão ocasionada pelo retorno de energia armazenada no tanque RLC, assim como restringir a passagem de corrente de média frequência (da ordem de kHz) gerada pelo inversor para a linha CA. Os critérios de cálculo dos componentes  $L_f$  e  $C_f$  podem ser encontrados no anexo B.

### 3.1.2 Inversor

#### 3.1.2.1 Considerações de dimensionamento

O conhecimento da tensão de alimentação e da potência do inversor (com a consequente obtenção das correntes) permite o dimensionamento dos seus semicondutores (tiristores e diodos). Por exemplo, a equação 2.9 permite o cálculo da corrente média nos tiristores. A equação 2.10 fornece o valor médio de corrente dos diodos com o inversor operando, mas na parada deste há circulação de corrente com valor de pico  $I_p$  por eles, o que força o dimensionamento dos diodos em função da corrente de pico ( $I_p$ ) dos tiristores. Por essas equações nota-se a necessidade de se definir o ângulo mínimo de atraso  $\emptyset$ . Apesar de  $\emptyset$  ser uma função do controle, o seu valor mínimo é definido pelas limitações dos componentes do inversor, notadamente o tempo de recuperação de capacidade de bloqueio de ( $t_q$ ) dos tiristores. A definição do valor mínimo de  $\emptyset$  também tem influência na limitação: (a) dos reativos que circulam entre



o filtro  $LfCf$  e o inversor; (b) da faixa de potência do conversor, notadamente a potência máxima entregue à carga RLC; (c) da faixa de freqüências de trabalho ( $\omega$ ), com influências no dimensionamento do banco de capacitores  $C$  e da bobina indutora  $L$ .

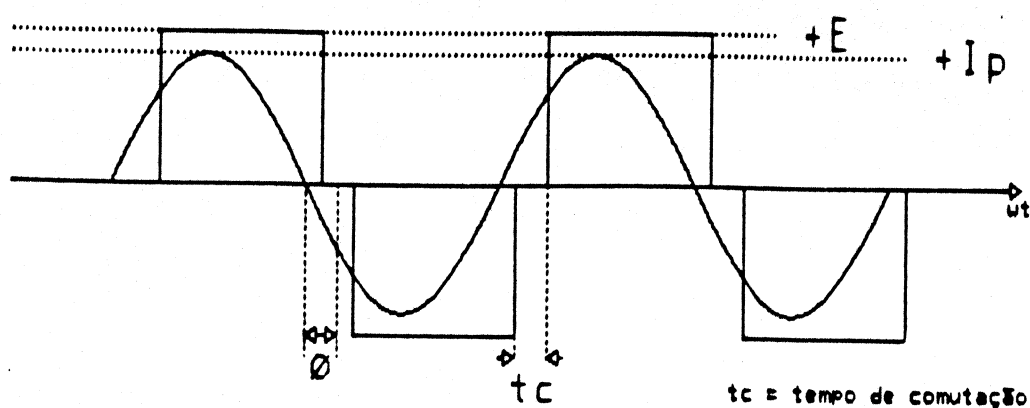


Figura 3.2: Influência do tempo de comutação não nulo na tensão de saída do inversor.

Usando-se tiristores e diodos reais, a comutação (transferência) de corrente entre um par de diodos de retorno e um par subsequente de tiristores não pode ser realizada instantaneamente, pois a taxa de variação de corrente nos componentes tem limitação construtiva. Para limitar esta taxa, é colocado o indutor  $L_i$  após o capacitor  $C_f$  e antes do inversor (figura 3.1). Alguns fabricantes tradicionalmente utilizam quatro, um em cada perna do inversor, aumentando entretanto o número de componentes. Com isso a comutação é feita em um tempo não nulo, durante o qual ocorrem perdas pela comutação nos componentes

envolvidos (além de certas perdas de condução) e nesse intervalo o inversor é um curto-circuito para a fonte de tensão contínua (pois em cada uma das quatro pernas do inversor há um componente conduzindo), reduzindo o valor médio de tensão fornecido ao inversor. A duração da comutação é uma função complexa da carga, da frequência de operação, da tensão CC e do valor do  $di/dt$  imposto. A figura 3.2 mostra a forma de onda de tensão na saída do inversor com a influência do tempo finito de comutação.

#### 3.1.2.2 Amortecedores

O bloqueio dos diodos não é realizado no instante em que suas correntes caem a zero, havendo também um trecho com condução reversa. A corrente reversa bruscamente interrompida poderia gerar uma sobretensão que dispararia erroneamente os tiristores em paralelo aos diodos (disparo por  $dv/dt$ ) e/ou danificaria componentes (pico da sobretensão). Para evitar isso, são colocados em paralelo com cada par diodo-tiristor os amortecedores ("snubbers") que são associações série resistor-capacitor, que absorvem a energia do bloqueio, diminuindo o valor da sobretensão e da derivada de tensão, ao custo de dissipar potência nos resistores. Estes amortecedores dissipativos também são utilizados para garantir a entrada em condução dos tiristores quando eles são disparados, fornecendo a eles tensão em sentido direto em todas as condições de operação. O cálculo desses amortecedores pode ser feito pelo método

proposto por McMURRAY<sup>[13]</sup>, cuja análise leva a curvas normalizadas de projeto para o cálculo da tensão de pico e  $dv/dt$ . Apesar de hipóteses simplificadoras adotadas por McMURRAY<sup>[13]</sup> quanto ao comportamento da corrente reversa, as curvas são utilizáveis pois as chaves em questão (tiristores com diodos em antiparalelo) abrem com zero de corrente no inversor.

### 3.1.2.3 Proteções

Em termos de proteção, o inversor é a parte do conversor mais complexa, pois engloba:

- (a) falha de disparo do par seguinte de tiristores;
- (b) falha de bloqueio de tiristor por insuficiência de tempo para recuperação de sua capacidade de bloqueio;
- (c) curto na bobina de carga, capacitor de ressonância, transformador de saída.

Na ocorrência de (a) toda a energia na carga série RLC e no indutor de filtro  $L_f$  vai ao capacitor de filtro  $C_f$ , podendo ocasionar sobretensão neste; (b) e (c) ocasionam um curto circuito na fonte CC. Para (a), faz-se uma simulação de falha para se determinar a ocorrência de sobretensão proibitiva em  $C_f$ ; caso esta ocorra, pode-se implementar um circuito de proteção tipo "crowbar" que coloca em curto  $C_f$  através de um tiristor em série com uma resistência indutiva. O valor da indutância limita o  $di/dt$  do tiristor de proteção e o da resistência a menor corrente de pico permissível pelo conjunto. Para (b) e (c), a

colocação de um "shunt" sensor de corrente no barramento CC, que aciona a chave estática quando ocorre a sobrecorrente, é a alternativa imediata.

### 3.1.3 Saída

Conforme mencionado no item 3.1, a saída compreende arbitrariamente o capacitor de desacoplamento  $C_s$ , o transformador abaixador de média frequência  $Tr1$ , os capacitores de ressonância  $C$ , a bobina indutora  $L$  (ver figura 3.1).

#### 3.1.3.1 Capacitor $C_s$

A função principal do capacitor  $C_s$  é desacoplar a componente de tensão contínua proveniente de eventual assimetria na forma de onda de tensão do inversor, evitando a saturação do núcleo do transformador. Um critério de projeto de  $C_s$  é limitar a um valor aceitável a queda de tensão sobre ele quando passa corrente nominal do inversor ao transformador  $Tr1$ .

#### 3.1.3.2 Transformador de saída $Tr1$

O cálculo do transformador  $Tr1$  (KAISER et al.[9]) adota a hipótese simplificadora de uma indução de tensão quadrada, desprezando pois o efeito da queda em  $C_s$  e do tempo de comutação finito. Logo:

$$E = 4.B.f.N.S \quad (3.1)$$

Onde: E = valor de pico da tensão quadrada (primário);  
 B = indução (p.ex., weber/m<sup>2</sup> = teslas);  
 f = frequência de trabalho =  $\omega/(2.\pi)$ ;  
 N = número de espiras (primário);  
 S = secção transversal do núcleo.

A corrente no primário é determinada pela corrente média I nominal e pela correspondente corrente de pico do inversor I<sub>p</sub>. Para a determinação do número de espiras do secundário (por conseguinte a relação de transformação) é necessário saber o valor da corrente na bobina de carga L, ou, da potência na bobina e sua resistência (R). A relação de transformação define o acoplamento de impedâncias entre o inversor e o circuito ressonante, ou seja, a transferência de potência para a carga. A relação depende de forma complexa dos valores da tensão CC e da tensão na carga RLC. Esta última ainda pode variar durante a operação conforme o material que compõe a carga. Determinada a densidade de corrente nos condutores, e com o número de espiras do primário e secundário conhecidos, é possível se determinar a janela do núcleo, e conseqüentemente o(s) núcleo(s) adotado(s). Devido à frequência de trabalho, os condutores podem ser do tipo Litz, de modo a minimizar o efeito pelicular, significativo em frequências mais altas. O enrolamento secundário entretanto, devido às altas correntes (de centenas a milhares de ampères nominais), é feito de condutores vazados pelos quais circula água de refrigeração. Tais condutores em forma de fio ou tubulares com relação entre resistências C.C. e C.A. elevada, podem

ser representados por um tubo com as dimensões externas do condutor e espessura igual à profundidade de penetração:

$$\delta = 5032,9 \cdot (\rho / (\mu \cdot f))^{\frac{1}{2}} \quad [\text{cm}] \quad (3.2)$$

Onde:  $\delta$  = profundidade de penetração [cm]  
 $\rho$  = resistividade do condutor [ohms.cm]  
 $\mu$  = permeabilidade relativa do condutor, adimensional  
 $f$  = frequência de operação [Hz]

A resistência dos condutores apenas impõe limitações de rendimento ao equipamento, não interferindo significativamente na operação do inversor série. Nesta fase de cálculos é possível se estimar as resistências do primário  $R_1$  e secundário  $R_2$ , a resistência de perdas do núcleo  $R_p$  (por curvas de fabricantes) e a reatância de magnetização  $L_m$ :

$$L_m = (N^2 \cdot \mu \cdot S) / l \quad (3.3)$$

Onde:  $\mu$  = permeabilidade relativa do núcleo;  
 $l$  = comprimento do circuito magnético.  
 $N$  = número de espiras (primário);  
 $S$  = secção transversal do núcleo.

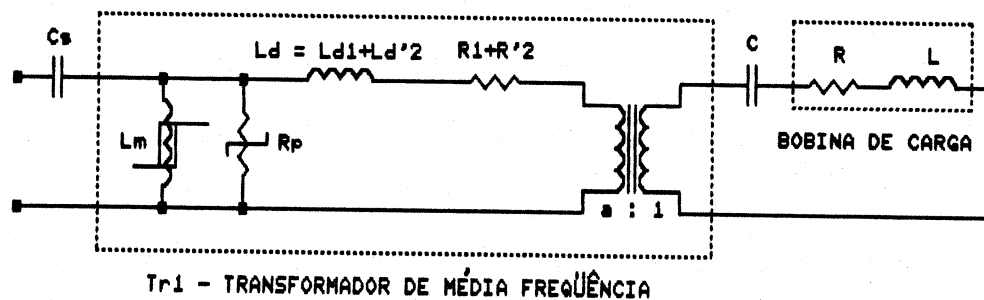


Figura 3.3: Circuito equivalente simplificado do transformador

A figura 3.3 mostra um circuito equivalente simplificado de um transformador de média frequência e do circuito de carga (bobina de indução e capacitores de compensação) vistos pelos terminais do inversor.

A indutância de magnetização afeta decisivamente o processo de partida do inversor auto-comutado. O inversor entra em operação autosustentada quando a corrente no primário do transformador passa por zero pela primeira vez. A corrente na saída do inversor resulta da combinação de duas componentes: da corrente de magnetização e da corrente oscilatória do secundário. A corrente somente se anula na saída do inversor se a condição (3.4) for satisfeita.

$$2E/(Lm.f) < I_p \cdot \text{sen } \emptyset \quad (3.4)$$

Onde:  $I_p$  = corrente de pico do primeiro meio ciclo refletida para o primário;  
 $\emptyset$  = ângulo de atraso

Se a indutância de magnetização for muito baixa, a corrente no inversor não se anula e o inversor não parte, sendo-lhe imposto um curto circuito, não destrutivo pela presença de  $C_s$ . Por outro lado, se a indutância de magnetização for muito elevada, aparecem oscilações de baixa frequência devido a ressonância de  $L_m$  com  $C_s$ . Este efeito provoca uma modulação na corrente do primário do transformador. O efeito desta oscilação com o capacitor de desacoplamento  $C_s$  pode levar o transformador à saturação, uma vez que o mesmo pode ficar submetido a uma componente unidirecional de corrente por um intervalo de tempo correspondente a vários ciclos da sua frequência normal de

operação. Esta oscilação só se faz presente durante a partida, sendo amortecida com as próprias perdas do transformador. Tais efeitos da reatância de magnetização podem ser estudados via simulação computacional do circuito e são citados na literatura (JAIN & DEWAN<sup>[14],[15]</sup>).

A indutância da dispersão é um indicativo da qualidade do acoplamento magnético entre primário e secundário, determinando a potência construtiva do transformador (em VA) além do que a carga requer e conseqüentemente o seu tamanho físico. Normalmente a bobina de indução é projetada para transferir uma determinada potência à carga numa dada frequência de operação. Com uma indutância de dispersão elevada torna-se necessário o aumento do banco de capacitores de tanque C para operar o sistema na frequência nominal, o que aumenta o custo do equipamento, além do custo adicional do próprio transformador correspondente aos VA adicionais. A resistência de perdas do núcleo limita a eficiência do conversor, aumenta os custos da instalação de resfriamento e influi na partida do inversor, com efeito semelhante ao comentado anteriormente.

A resistência de perdas é função do material e das dimensões do núcleo bem como da frequência e da forma de onda da excitação. A maioria das curvas de perdas de materiais magnéticos são fornecidas admitindo-se tensões, e conseqüentemente, induções senoidais. Em aplicações de média frequência, os transformadores são excitados por formas de onda de corrente não senoidais, de modo que o



cálculo das perdas usando tais curvas pode vir apresentar grandes desvios de medições posteriores.

Tabela 3.1: Propriedades de alguns materiais magnéticos (LUPI<sup>[16]</sup>, VACCUMSCHMELZE<sup>[18],[19]</sup>),

M A T E R I A L	espes. [µm]	Bsat [T]	Tmax [°C]	Perdas [W/kg] (10kHz @ 0.2T)
G.O. Fe-Si	100	2.0	750	30 - 50
G.O. 50%Fe-50%Ni	50	1.55	450	15 - 30
Amorfo VITROVAC 7505	25	1.5	120	10 - 15
Amorfo VITROVAC 6030	25	0.8	120	1 - 5

No critério de escolha para o material do núcleo de transformadores de média frequência, os parâmetros mais importantes são as perdas e a máxima densidade de fluxo admissível. Mesmo utilizando resfriamento a líquido as perdas no núcleo não devem ultrapassar um limite prático de 100 Watts por quilograma (LUPI<sup>[16]</sup>). A tabela 3.1 apresenta as perdas a 10 kilohertz de alguns tipos de materiais magnéticos.

Os metais amorfos representam um grupo de ligas com propriedades metálicas, mas que não apresentam uma estrutura cristalina característica dos metais. A sua estrutura atômica é desordenada, ou seja amorfa, como a de materiais fundidos congelados, como por exemplo o vidro. Por esta razão estes materiais são também conhecidos como vidros metálicos. São basicamente composições de Fe, Ni e Co na proporção de 70% a 80% e de aditivos que retardam a

cristalização como B ou Si na proporção de 30% a 20% respectivamente. Os metais amorfos se encontram comercialmente disponíveis na forma de fitas de espessuras de 0.025 a 0.04 mm e largas de 3 a 20 mm (VACCUMSCHMELZE<sup>[17]</sup>). Pela tabela 3.1 verifica-se que os metais amorfos apresentam perdas bem inferiores ao do ferro silício de grão orientado (G.O.). No entanto o seu custo elevado e as limitações na largura da fita disponível limitam atualmente sua aplicação para potências elevadas. O custo de um núcleo de material amorfo é aproximadamente 25 vezes superior ao de um núcleo com Fe-Si de grão orientado para um transformador de média frequência com potência construtiva da ordem de 100 kVA (LUPI<sup>[16]</sup>). Os materiais atualmente empregados industrialmente em transformadores de média frequência são chapas de ferro silício de grão orientado (G.O.) e ligas de Fe-Ni laminadas numa espessura de 0.1 mm. Atualmente no Brasil o único material de fabricação nacional comercialmente disponível é o Fe-Si G.O. com espessura mínima de 0.3 mm. Sua aplicação em transformadores de média frequência em potências elevadas só é viável com a utilização de sistemas de refrigeração no núcleo.

Sob o aspecto construtivo, este tipo de transformador difere dos convencionais pelas correntes elevadas em média frequência que circulam no enrolamento secundário. Geralmente com alguns kiloampères, exigem cuidados especiais desde o traçado dos alimentadores e do circuito de saída até o uso de conexões especiais. Para estas, a

resistência de contato nestes níveis de corrente é bastante crítica, impondo restrições entre área de contato e volume da conexão. Quanto ao traçado, as induções indesejáveis em partes metálicas do equipamento deverão ser minimizadas. Frequentemente utilizam-se uma ou no máximo duas tomadas, sempre no enrolamento primário, para ajuste da transferência de potência, observando-se evidentemente o valor da indutância de magnetização relativa ao menor número de espiras. Para uma mesma potência os transformadores de média frequência resultam consideravelmente menores que aqueles alimentados em frequências industriais. Por exemplo, um transformador de 1MW @ 1kHz apresenta um volume de apenas 30 litros aproximadamente, utilizando núcleo de material de laminação muito fina.

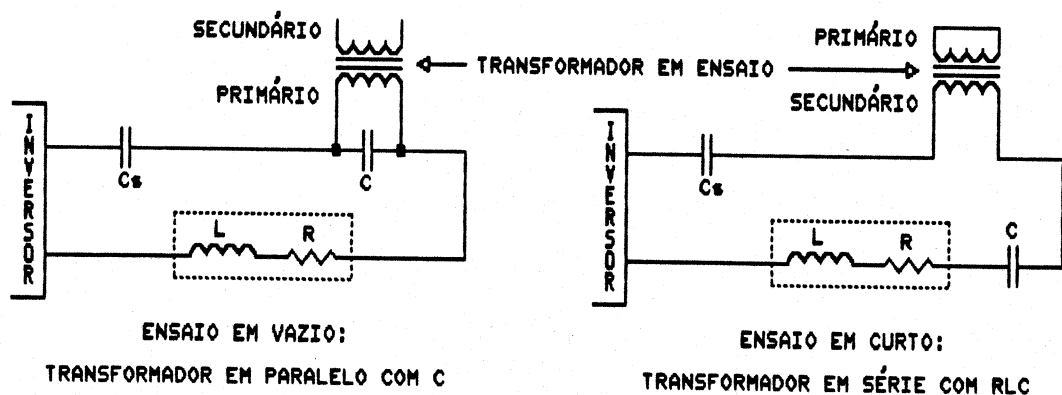


Figura 3.4: Ensaio do transformador de média frequência

O ensaio do transformador de média frequência, embora similar no procedimento, difere substancialmente do ensaio

de transformadores que operam em frequências industriais. O método mais adequado para os ensaios de curto e de vazio consiste na alimentação por tensão quadrada e com correntes aproximadamente senoidais. Para isso torna-se necessário um inversor com características especiais que nem sempre é disponível ou cuja construção seja justificável. Contudo, utilizando-se mesmo um inversor ressonante de potência relativamente baixa, pode-se executar os ensaios conforme a figura 3.4. A frequência é ajustada no banco de capacitores e no controle do inversor. Um wattímetro capaz de medir potências nas frequências utilizadas é de aplicação imediata. Contudo a utilização de shunt calibrado permite medir potências e ângulos de fase através de um osciloscópio de dois canais. Com os resultados, o procedimento de cálculo dos parâmetros para comprovação é idêntico àquele utilizado em ensaios convencionais.

#### 3.1.3.3 Bobina de indução da carga

A bobina de indução da carga  $L$  é calculada levando-se em conta a potência nominal do forno, a quantidade de metal a ser fundido em uma corrida ou aquecido por hora. A frequência de trabalho ( $w$ ) é determinada de modo a se ter uma densidade volumétrica de potência, na profundidade de penetração de corrente ( $\delta$ ), induzida na carga (equação 3.2) capaz de fundi-la ou aquece-la à temperatura desejada. As dimensões da bobina, e conseqüentemente o volume de material fundido também são funções da potência nominal do

forno. O cálculo da indutância da bobina da carga (MARTINS & TOLEDO<sup>[4]</sup>, BAKER<sup>[19]</sup>, TREMAYNE<sup>[20]</sup>, VAUGHAN & WILLIAMSON<sup>[21],[22]</sup>) é uma aproximação da fórmula de bobina de comprimento infinito, encurtada no caso real. Os efeitos deste encurtamento são considerados usando-se aproximações analíticas e empíricas semelhantes às de Nagaoka. No caso específico das bobinas de indução aqui consideradas, há particularidades como o número de espiras, que normalmente não ultrapassa a ordem de dezenas e até menos, e o uso de condutores ocios para a retirada do calor proveniente do efeito joule da própria bobina e o transmitido pela condução da carga fundida. Devido à circulação de corrente na profundidade de penetração  $\delta$ , menor que a espessura do condutor, isso é viável. A secção dos condutores é frequentemente quadrada ou retangular, maximizando a área percorrida pela corrente (que é o lado interno da bobina, compreendendo a altura do condutor e a profundidade de penetração).

#### 3.1.3.4 Capacitor de ressonância

O capacitor de ressonância (C) tem valor determinado a partir do valor de L e da frequência de operação. Devido a incertezas no cálculo de L, e a variações de L durante a operação, freqüentemente há derivações ("taps") em torno do valor nominal, para mais e para menos, nos bancos de capacitores. Os capacitores são normalmente de dielétrico de polipropileno com placas de

folhas de alumínio, estando o conjunto imerso em óleo mineral ou não, dependendo da construção e qualidade de material empregados. Quando há óleo, normalmente existem circuitos de água passando no interior dos capacitores, para retirar calor. Os capacitores devem ser dimensionados tendo em vista o valor de capacitância desejado e a capacidade de corrente por eles. Os fabricantes normalmente especificam os capacitores em tensão eficaz e potência reativa (kVAr) a 60 Hz, dados que devem ser reinterpretados para a frequência de trabalho ( $\omega$ ). Um dado essencial é a capacidade de corrente (ampères eficazes) que um capacitor é capaz de suportar sem causar danos às placas, dielétrico ou contatos. Esta corrente, juntamente com a tensão de pico em regime (que não perfure o dielétrico) são fatores limitantes. Por isso, há muitas vezes a necessidade de se montar jogos série/paralelo de capacitores. Essas considerações também podem ser aplicadas no dimensionamento do capacitor série do primário  $C_s$ . Normalmente é feita uma monitoração da tensão sobre os capacitores de ressonância, encarregando-se o controle de limitá-la, através da limitação da corrente (e da potência) enviada à carga (indutância+resistência).

### 3.2 Método de controle

O controlador deve ser projetado para se adaptar a variações de parâmetros sob condições normais e executar funções de proteção nas condições limites, como limitação

de atraso no valor mínimo  $t_q$  (tempo mínimo de recuperação de capacidade de bloqueio reverso nos tiristores), limitação da tensão máxima nos capacitores de ressonância, e ainda comandar o desligamento protetivo em caso de sobrecorrentes e/ou sobretensões.

Como dito anteriormente, o controle utiliza a medida da passagem por zero da corrente de saída do inversor e geração de atraso de disparo (figura 2.8). Para se partir o inversor, aplica-se um pulso de disparo a um par de tiristores, o que produzirá a corrente na carga e a subsequente sincronização do controlador. Para se evitar que o inversor comece a operar com potência nominal na partida, o ângulo de atraso  $\theta$  inicial pode ser feito maior que  $90^\circ$  elétricos, caracterizando potência ativa nula, mesmo que a referência externa de potência (comando do operador) peça potência plena. Esta potência plena seria gradualmente fornecida pelo inversor à carga seguindo constante de tempo pré-determinada. O sinal de corrente na saída do inversor é captado por um transformador de corrente (ou shunt resistivo, ou sensor de efeito Hall), e é amplificado com um ganho alto, pois a informação necessária são as passagens por zero, e não a amplitude do sinal. Outra maneira de se detectar estas passagens por zero é se monitorando a tensão direta sobre um tiristor em condução e sua inversão quando a corrente passa ao diodo em antiparalelo (VITINS et al. [23]). Neste controle também tem-se um PLL (supondo frequência de operação fixa; senão tem-se tempo de atraso fixo), pois o controlador controla a

defasagem entre tensão e corrente na carga, e ao contrário do controlador de PELLY<sup>[10]</sup> (figura 2.6), com o oscilador externo do VCO, usa o próprio circuito de potência como oscilador, constituindo um controlador adaptativo, menos susceptível às variações de parâmetros de carga e mais imune a ruídos.

Um problema crítico que surge é a da monitoração da potência, tanto a entregue pelo inversor como a na bobina de carga. Isto exige a medida da corrente e da tensão e a subsequente multiplicação de ambas. O problema é agravado pela frequência de operação (da ordem de quilohertz) e pelo nível da corrente (milhares de ampères na saída do inversor) e da tensão (centenas de volts no barramento de corrente contínua). A medida da corrente contínua diretamente exige o uso de "shunts" (que não proporcionam isolamento galvânica ao circuito de medida) ou detectores de efeito Hall (de difícil disponibilidade no mercado interno, e sujeitos a problemas de saturação e linearidade mas principalmente fragilidade) ou transformadores de corrente contínua baseados em saturação de núcleo e que usam enrolamentos auxiliares (materiais e construção críticos). O problema pode ser contornado medindo-se a corrente alternada de entrada via transformadores de corrente e considerando-se a tensão constante, de modo que pode-se assumir a potência diretamente proporcional à corrente. A medida da tensão dos capacitores de ressonância, que atinge milhares de volts, pode ser realizada por transformador



especialmente isolado (levando-se em conta a frequência de operação), ou por divisores capacitivos.

A topologia de controle adotada no protótipo difere da figura 2.8 pela não adoção de um medidor de potência "real" (média da integral do produto tensão de saída do inversor vezes corrente de saída do inversor, em um período). Evita-se com isso a implementação de um multiplicador analógico ou digital, assim como do sensor de tensão de saída do inversor ou do de corrente contínua da fonte CC. Utiliza-se um transformador de corrente na saída do inversor, que é usado tanto para a obtenção dos zeros de corrente como, devidamente retificado e filtrado, para sinal de potência do controlador. Admite-se assim que a regulação da fonte CC é tal que a corrente de saída do inversor é representativa da potência de saída do inversor. Esta escolha facilita a montagem do protótipo, evitando a construção de mais um sensor de corrente, no barramento CC ou na entrada trifásica CA. Ainda da figura 2.8, o ângulo de atraso  $\theta$  é função da tensão de controle  $V_c$ . Para se limitar o ângulo de atraso  $\theta$  mínimo entre um valor mínimo maior que  $\omega t_q$  e um máximo não muito maior que  $90^\circ$  elétricos, limita-se a excursão de  $V_c$  na saída do controlador PI.

### 3.3 Considerações sobre resfriamento

As elevadas densidades de perdas do circuito de potência (retificador, inversor, transformador, bobina) obrigam o uso de um sistema de resfriamento forçado. O

resfriamento por ar insuflado, embora utilizável para o inversor, e para o transformador através de um trocador de calor ar-água, esbarra na necessidade de filtragem do ar provindo do exterior (ambiente da fundição, por exemplo) para retirada da fuligem do ambiente, e de se abafar o alto ruído dos ventiladores. No transformador, devido a impossibilidade de dissipação do calor gerado no interior pela convecção, o resfriamento a líquido é a escolha natural, usando para os enrolamentos, tanto no primário como no secundário, condutores vazados. Desta forma consegue-se aproveitar a região central do perfil do condutor que teria baixas densidades de corrente (devido ao efeito pelicular) para retirada de calor dos condutores e do núcleo. No caso de utilização de núcleos de Fe-Si G.O. com espessura de 0.3 mm convém particioná-los para introduzir circuitos de refrigeração no seu interior, nos transformadores de potência acima de 100 kW. A tabela 3.2 apresenta as características térmicas de diversos materiais.

O fluido refrigerante mais utilizado, tanto no transformador como na parte eletrônica, é a água devido ao seu baixo custo e às suas excelentes características de transferência de calor. Na utilização da água o sistema de refrigeração deve ser em circuito fechado para evitar a contaminação da água, o que pode reduzir a sua rigidez dielétrica e levar a formação de depósitos que reduzem a vazão nos condutores e a troca de calor. Para isso são utilizadas instalações para deionização e desmineralização

da água. O óleo de transformador (óleo mineral) apresenta elevada rigidez dielétrica mas as suas propriedades térmicas o colocam muito aquém da água, que retira 4 vezes mais calor. Uma alternativa é a utilização de etileno glicol, que é isolante e possui características térmicas intermediárias entre o óleo e a água. Os fatores limitantes são o custo e a sua toxicidade.

Tabela 3.2: Propriedades térmicas de materiais  
(INTERNATIONAL RECTIFIER<sup>[24]</sup>)

M A T E R I A L	Calor esp [J/kg/°C]	Cond Term [W/m/°C]	Resist. Term. [m.°C/W]
Óleo	1900	0.16	6.3
Água	4200	0.63	1.6
Cobre	390	380	0.0026
Alumínio	920	200	0.005
Aço	500	150	0.0067
Etileno glicol	2300	0.25	4.0

No resfriamento da bobina do forno sempre é utilizada água (provinda de torres de resfriamento), visto que nela o calor vem tanto de suas perdas internas como transmitido pela carga fundida através do refratário, que deve ser relativamente fino para permitir um bom acoplamento magnético.

Na utilização de resfriamento a água (ou outro líquido), a retirada de calor dos semicondutores (cuja potência dissipada chega à ordem de kilowatts nos

inversores de maior potência) é realizada nos próprios contatos elétricos, para componentes do tipo disco ("hockey-puck") e rosca. Encontram-se também trocadores de calor ar-água para resfriamento interno do armário do conversor, assim como circuitos de água percorrendo os barramentos com maiores densidades de corrente.

### 3.4 Considerações sobre instrumentação, sinalização e operação

São tratados neste item a instrumentação e aspectos de operação do forno em configuração série (INDUCTOTHERM INDÚSTRIA E COMÉRCIO LIMITADA<sup>[25]</sup>).

A finalidade da instrumentação é fornecer ao operador uma visão das condições de funcionamento do forno e ao sistema de controle parâmetros que permitam uma operação segura e dentro das condições especificadas pelo operador (geralmente uma potência determinada). Para tanto, são necessários sensores em diversos pontos do sistema, medindo tanto parâmetros elétricos como mecânicos.

A parte mais visível da instrumentação é o painel de instrumentos, que geralmente está medindo os parâmetros elétricos do sistema, tais como tensão trifásica de entrada, tensão contínua na saída do retificador, corrente alternada na entrada, corrente contínua do retificador, potência trifásica de entrada, potência entregue na saída do retificador, correntes e tensões alternadas na saída do inversor e na saída do transformador abaixador de média

frequência (ou seja, na bobina do forno) e frequência de operação do inversor. Note-se que nos fornos comerciais é utilizado somente o estritamente necessário para o funcionamento do forno, de modo que a maioria dos instrumentos listada acima normalmente está ausente.

Prefere-se então as luzes piloto de indicação, ou sinaleiros, que são de custo menor que os instrumentos de painel, e permitem uma interpretação mais imediata por parte do operador do forno, detalhe importante quando se leva em conta a qualificação normalmente encontrada entre os operadores e as reais necessidades de instrumentação durante a operação. Como dito, podem substituir instrumentos ou complementá-los, servindo de "back-up", ou indicar condições não mensuráveis nos instrumentos. Como exemplo, tais luzes são indicador de funcionamento do inversor, indicador de sobretensão no capacitor de sintonia (que pode ser também indicativo da necessidade de efetuar colocação ou retirada de capacitores devido a variação nos parâmetros da carga), indicador de sobrecorrente, indicador de batente de ângulo mínimo de disparo de tiristores que permite recuperação de bloqueio reverso chamado usualmente de TOT, ou "turn off time"; pode também indicar de maneira sutil a presença de carga ferromagnética (que altera sensivelmente a frequência de ressonância do forno, o que pode exigir troca de capacitores de ressonância), indicador de temperatura excessiva do ar dentro do gabinete do forno, de temperatura do líquido dos sistemas de refrigeração da parte eletrônica e da bobina do forno, de pressão desses

sistemas, indicador de porta do gabinete aberta (como dito anteriormente, no ambiente de fundição o ar é muito carregado de partículas, que não podem entrar em contato com a eletrônica; muitos gabinetes de fornos são inclusive pressurizados, para se impedir a entrada de ar poluído). Como no caso dos instrumentos de painel, muitas vezes alguns desses sinaleiros estão ausentes, e podem constar outros de acordo com a filosofia do fabricante.

A monitoração das condições de temperatura, pressão e vazão de água é de suma importância, de modo que existem termostatos, pressostatos, termômetros, manômetros nos vários circuitos de resfriamento.

Um indicador importante é o de condições do refratário do forno (ou indicador de corrente de fuga). Trata-se basicamente de um sensor de corrente em série com um gerador de tensão que aplica uma diferença de potencial entre a carcaça do forno e eletrodos de aço inox em contato com o metal em fusão. Qualquer degradação do refratário que leve ao contato do metal fundido com a carcaça do forno aciona o sensor que indica a anormalidade. Os instrumentos normalmente encontrados são o indicador de corrente de fuga (amperímetro) e a luz piloto de fuga.

## 4 PROTÓTIPO

### 4.1 Especificação

O protótipo implementado é aqui descrito em termos de grandezas elétricas representativas e de valores de componentes. Não se pretende contudo fornecer um memorial de cálculo, tarefa que poderia ser realizada com o formulário até aqui exposto e com a bibliografia citada. Como referência topológica, pode se recorrer à figura 3.1.

A fim de se ter um protótipo com características representativas, sua potência não pode ser por demais reduzida, para se evitar efeitos secundários provocados por quedas de tensões diretas em semicondutores e pela influência de resistências de enrolamento e de contato. A construção de um protótipo com porte comercial também é imediatamente descartada devido a problemas de custo.

As características do protótipo são:

- Tensão de entrada:  $V_{ca} = 220V$ , trifásico;
- Potência máxima absorvida:  $P_{ca} = 5kW$ ;
- Faixa de frequência de trabalho do inversor:  $f = 4kHz - 5kHz$
- Controle: ajuste do ângulo de atraso  $\phi$  pela realimentação da corrente do inversor através de uma malha PI;
- Proteções: contra sobrecorrente CC e sobrecorrente na saída do inversor;

- Sinalização: partida do conversor, sobrecorrente CC, sobrecorrente do inversor, tensões de alimentação dos controles.

Com essas características se determinam os valores dos componentes de entrada, da chave estática, filtro LfCf, inversor monofásico de média frequência e saída. O uso de componentes e materiais disponíveis na implementação do protótipo, em detrimento do uso de componentes com valores "ótimos", mas não disponíveis, também influi nas características gerais de desempenho do protótipo.

O valor do indutor de carga L, assim como do banco de capacitores de ressonância C determinam não só a frequência de funcionamento do conversor como a relação de transformação do transformador  $Tr1$ .

A potência nominal do conversor é, em princípio, dada pela potência efetivamente entregue à bobina de indução (e conseqüentemente à carga). Com isso, considerando um circuito ideal, a potência ativa CA de entrada é a potência do conversor e também a da carga. No caso real, o problema é mais complexo, pois não se deve levar em conta somente as perdas no conversor, mas também o acoplamento entre a carga e a bobina de indução, entre outras condições.

#### 4.2 Descrição funcional

Como no capítulo 3, o circuito é dividido em partes funcionais:



- (a) Entrada, com proteções CA, retificador, filtro CC (CfLf), chave estática e seu controle, proteção contra sobrecorrente CC;
- (b) Inversor, compreendendo a ponte monofásica inversora com 4 tiristores, 4 diodos de retorno, indutor de limitação de di/dt, circuitos amortecedores RC;
- (c) Controle, incluindo o sensor de corrente do inversor e interface com o controle da chave estática;
- (d) Saída, compreendendo o capacitor de desacoplamento Cs, o transformador abaixador de média frequência, os capacitores de ressonância, a bobina indutora;
- (e) Circuitos de refrigeração;
- (f) Alimentação dos controles.

#### 4.2.1 Entrada

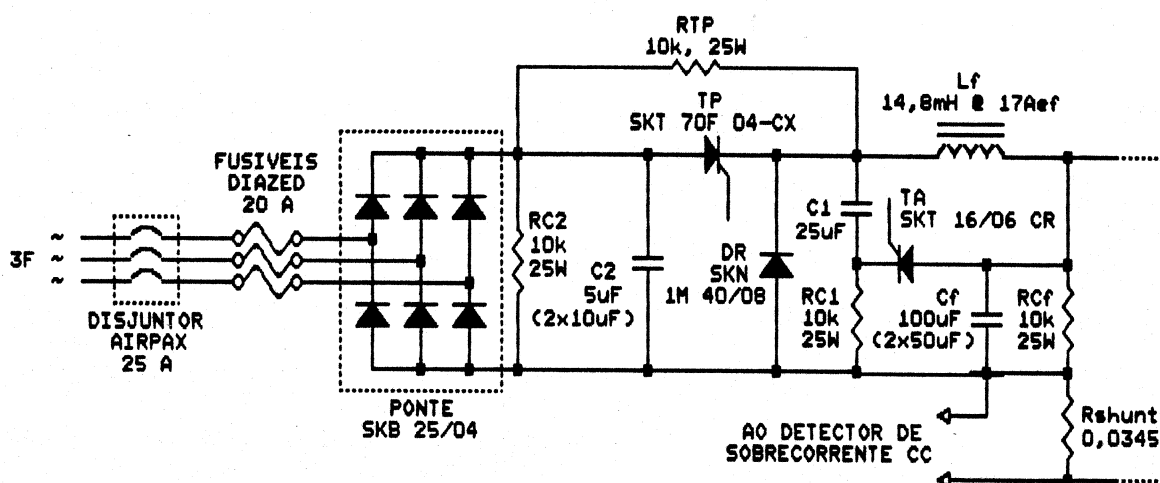


Figura 4.1: Circuito de entrada do conversor.

A figura 4.1 mostra o circuito de entrada com a proteção CA, retificador, chave estática e filtro CC.

Foram impostas as ondulações de tensão e de corrente CC de 5% para o cálculo de  $C_f$  e  $L_f$ , através das equações do anexo B. Estes valores garantem o bom desempenho da fonte CC.

O controle da chave estática CC é apresentado na figura 4.2. Em funcionamento, o tiristor principal TP recebe um sinal em corrente contínua em seu gatilho, para garantir sua condução com baixos valores de corrente. O desligamento da chave estática, que desliga consequentemente o inversor, pode ser realizado: (a) manualmente pela chave de desligamento; (b) em caso de sobrecorrente CC detectado pelo sensor correspondente; (c) em caso de sobrecorrente na saída do inversor de média frequência, detectado através do controle do inversor. Em qualquer dos três casos, é disparado o tiristor auxiliar TA através de um pulso único, e ao mesmo tempo é inibido o sinal de disparo de TP. A sinalização é efetuada por LEDs que permitem a verificação das causas de um desligamento. O rearme do circuito é realizado através da desenergização da placa de controle.

O sensor de sobrecorrente CC, mostrado na figura 4.3, monitora a corrente CC através de um "shunt", enviando, em caso de sobrecorrente, um pulso de inibição à placa de controle da chave estática através de um transformador de pulso. Com isso o circuito do sensor, alimentado pelo barramento CC, é galvanicamente isolado dos circuitos de controle.

O dimensionamento dos componentes da chave estática, assim como sua interação com o filtro CC é descrito no anexo A.

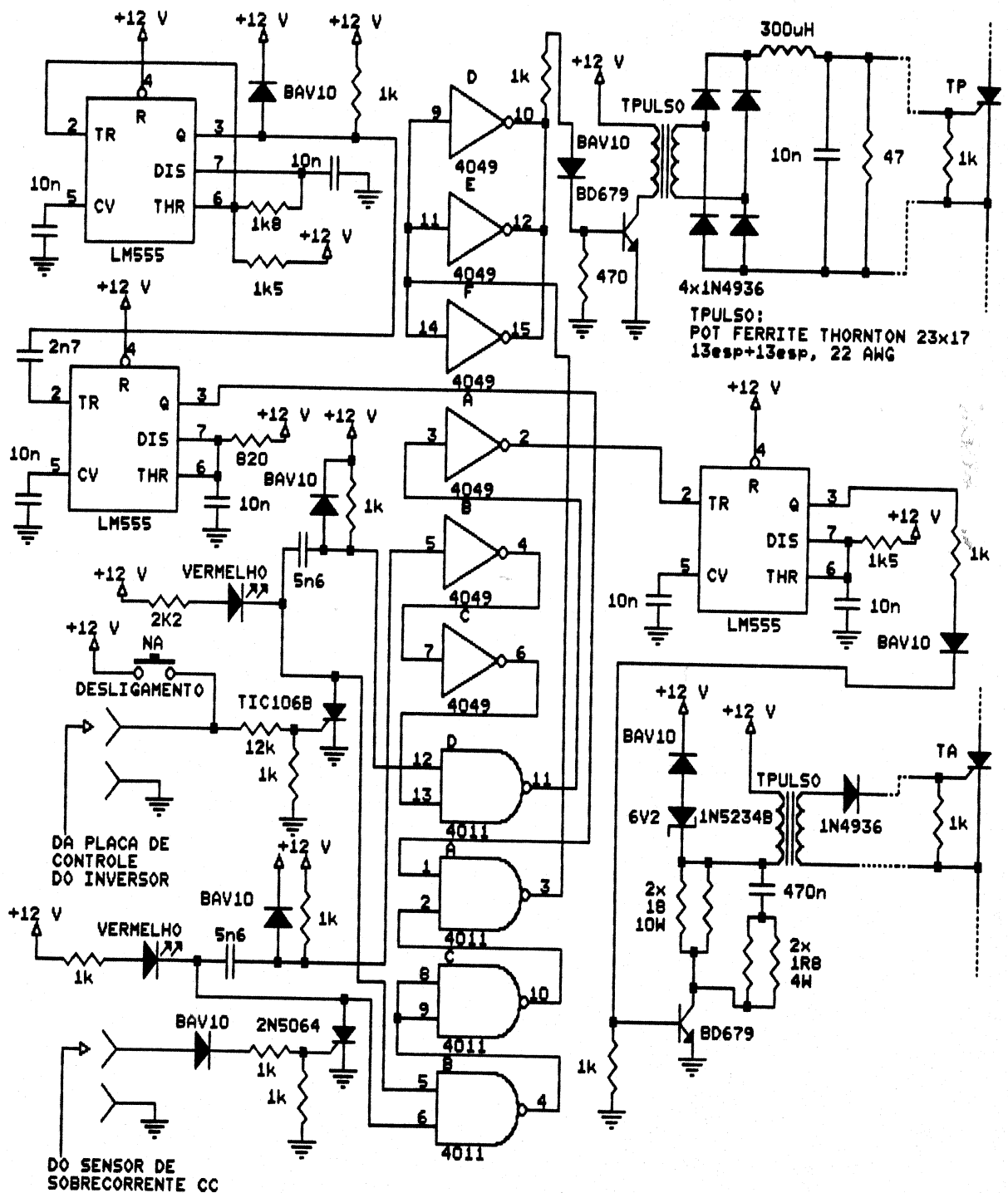


Figura 4.2: Controle da chave estática.

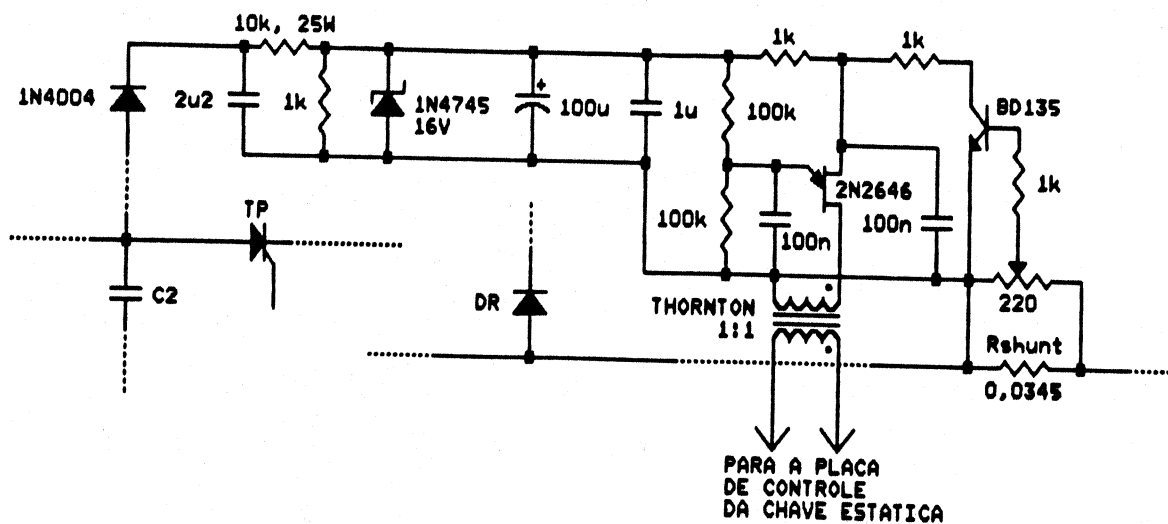


Figura 4.3: Detector de sobrecorrente CC

#### 4.2.2 Inversor

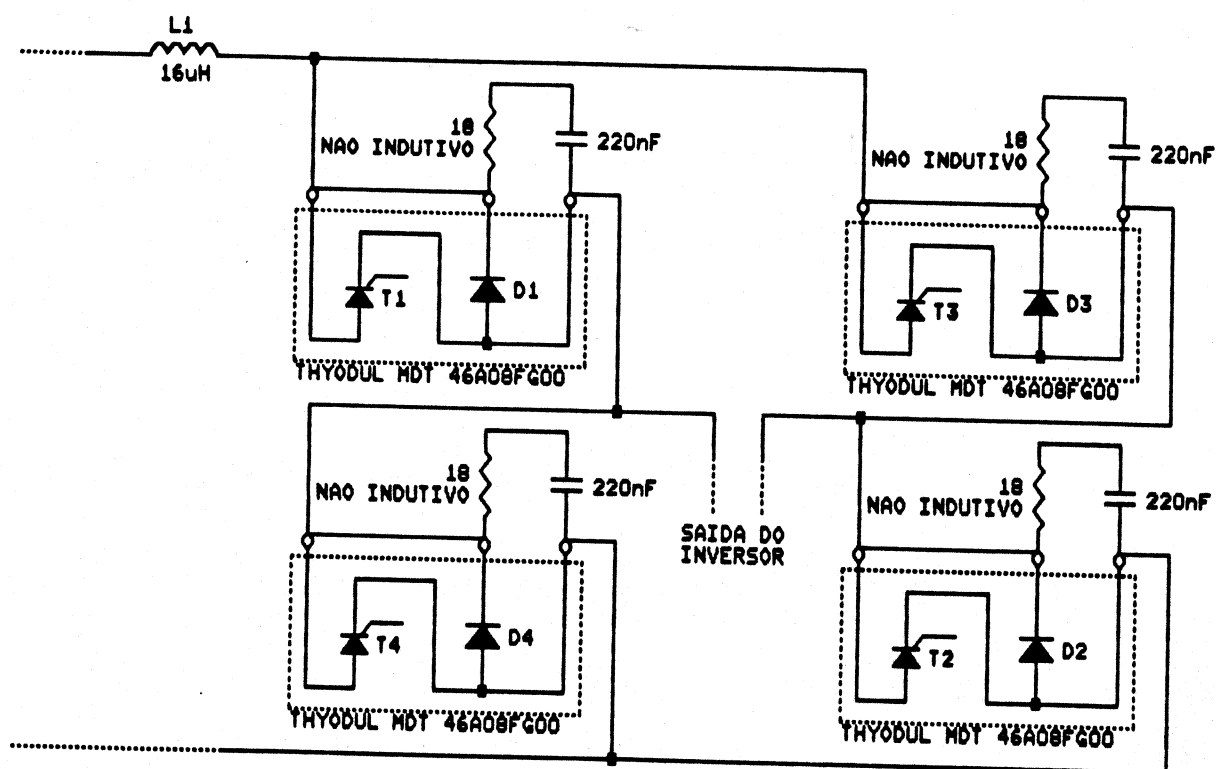


Figura 4.4: Inversor monofásico em ponte completa.

A figura 4.4 mostra o circuito do inversor monofásico em ponte, com os circuitos amortecedores RC e o indutor de limitação de derivada de corrente Li

Foram usados módulos tiristor-diodo Thyodul para o inversor. O amortecedor ("snubber") para cada par tiristor-diodo foi calculado conforme McMurray<sup>[13]</sup>, a partir do valor do capacitor disponível, de 220 nF. Para um critério de valor mínimo de sobretensão, foi obtido um resistor, correspondente ao capacitor, de valor 18 ohms, cuja dissipação de potência em regime é da ordem de 40 W.

O indutor Li foi calculado para se ter uma margem de segurança razoável em relação ao valor crítico de crescimento de corrente nos semicondutores, fornecido pelo fabricante. A determinação do valor de Li também permite determinar a sobrecorrente nos tiristores de um braço do inversor (T1 e T3 ou T2 e T4) quando de um curto-circuito deste braço. O circuito em questão é formado pelos dois tiristores, pelo indutor Li e pelo capacitor de filtro Cf. A corrente de pico pelo circuito pode ser estimada pela equação 4.1:

$$I_{pico} = (E^2 \cdot C_f / L_i + I_{Li0}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (4.1)$$

Onde: E = tensão contínua de alimentação do inversor;  
 $I_{Li0}$  = corrente inicial pelo indutor Li.

A resolução da equação 4.1 com os valores nominais resulta em uma corrente  $I_{pico} = 750$  A. Portanto a corrente máxima de surto dos tiristores deve ser maior que este valor.

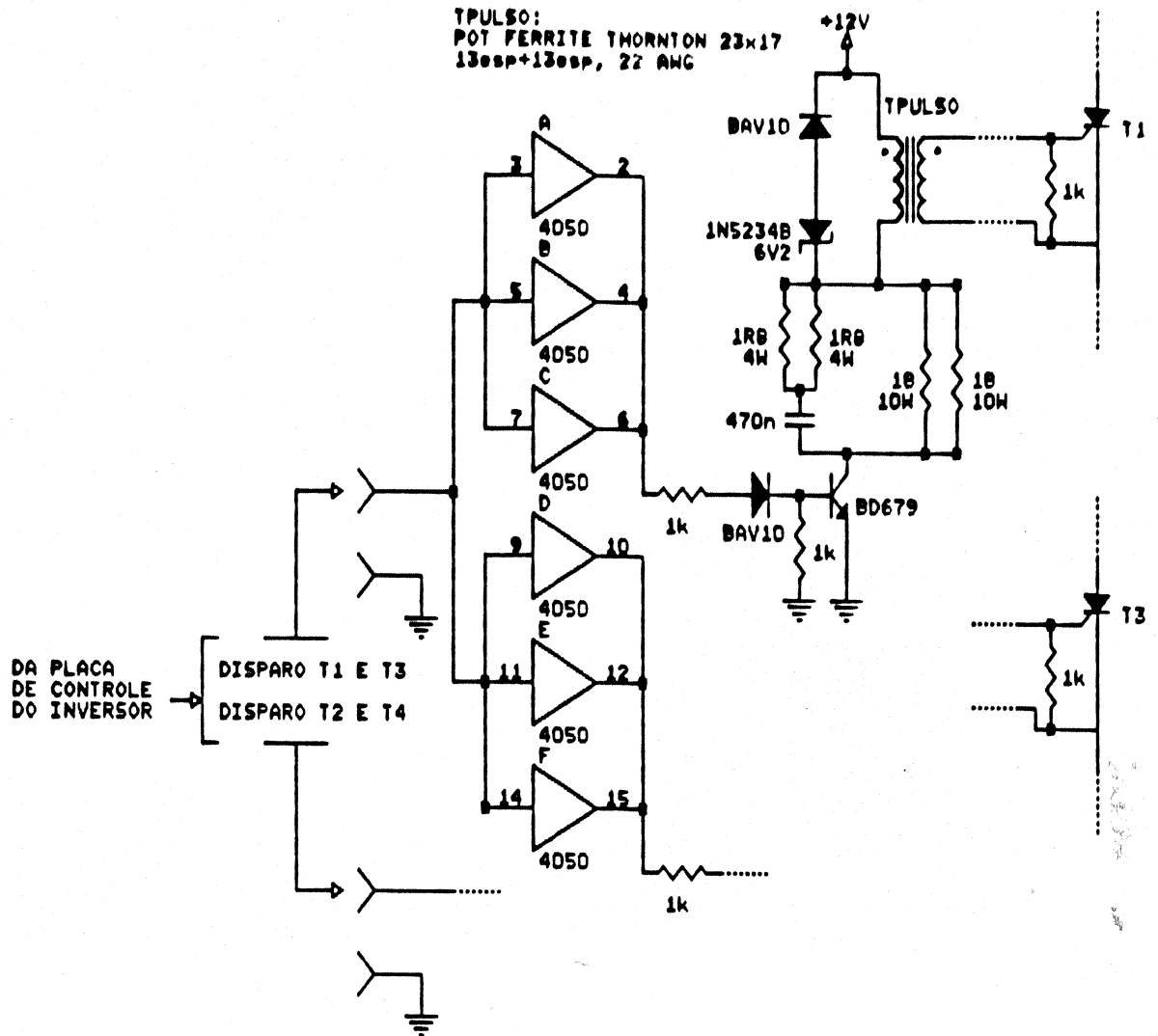


Figura 4.5: Circuito de disparo por tiristor do inversor.

A figura 4.5 mostra os circuitos de disparo dos tiristores do inversor. Os disparadores fornecem pulso único que é mais adequado do que o disparo por trem de pulsos, para essa aplicação.

#### 4.2.3 Controle do inversor

O controle do inversor foi anteriormente citado nos itens 2.3 (ver figura 2.8) e 3.2. A implementação realizada

encontra-se em diagrama de blocos na figura 4.6. Os esquemas elétricos correspondentes estão no anexo C.

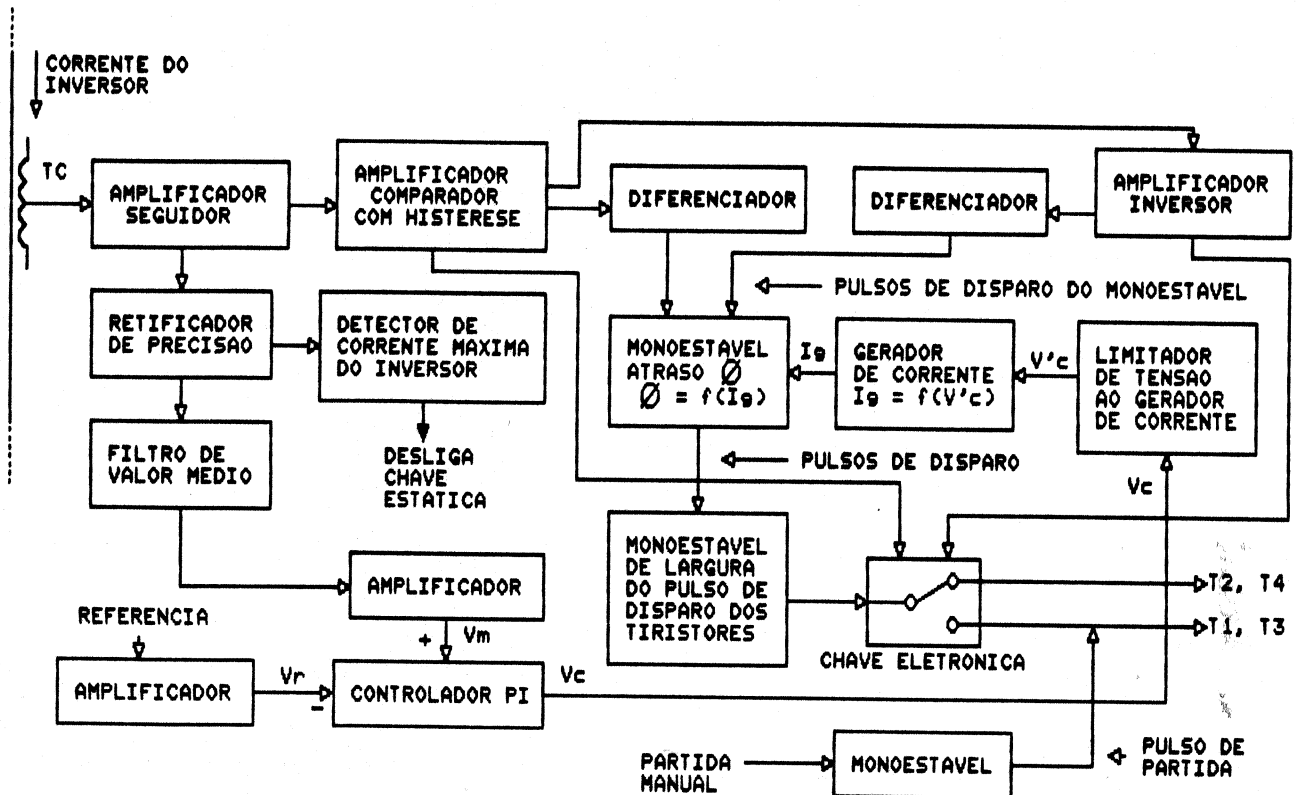


Figura 4.6: Diagrama de blocos do controlador do inversor .

O sinal de controle é obtido através de um transformador de corrente (TC) Turotest na saída do inversor. Para fins de realimentação ele é retificado por um retificador de precisão (devido a sua baixa amplitude), passa por um filtro de valor médio e é amplificado para entrar em um controlador PI, quando é comparado com um sinal de referência. Da saída do retificador de precisão o sinal também vai para um detector de valor máximo, para garantir que não ultrapasse um certo patamar, o que caracterizaria sobrecorrente na saída do inversor. Neste

caso seria disparado o bloqueio da chave estática de CC na entrada, desligando o conversor.

A partir da captação o sinal também é amplificado com ganho muito elevado (amplificador comparador) com uma histerese em torno do valor nulo. Isto se destina a evitar que eventuais ruídos na região de passagem por zero da corrente sejam interpretados erroneamente como seqüência de zeros de corrente. Esta histerese provoca um certo atraso do zero de tensão na saída do comparador em relação à passagem real na sua entrada, que é levada em conta no atraso controlado. A saída do comparador, que é uma onda retangular devido à amplificação, passa por um diferenciador, que gera um pulso a cada borda de descida. O mesmo ocorre com o amplificador inversor e seu diferenciador. Com isso, a cada passagem por zero da corrente do inversor (passagem positiva e negativa) esses pulsos gatilham o monoestável gerador de atraso de disparo  $\emptyset$ .

O atraso  $\emptyset$  é proporcional à corrente  $I_g$  de um gerador de corrente, dependente da tensão  $V_c$  fornecida pelo controlador PI. Este atraso possui limitações em seus valores extremos, correspondentes aos tempos máximo e mínimo de atraso  $\emptyset$ .

Após o atraso  $\emptyset$ , é gatilhado um outro monoestável, que dita a largura do pulso de disparo dos tiristores do inversor. A saída deste monoestável ora vai para os tiristores T1, T3 ora para T2, T4. Esta seleção é feita por



uma lógica (chave eletrônica) dependente do sinal do amplificador comparador e seu complemento.

A partida do inversor é feita por um pulso de disparo a um par arbitrário de tiristores, o que gera a primeira oscilação na carga RLC, com a correspondente passagem por zero da corrente e a entrada em funcionamento do inversor. Para garantir que esse primeiro pulso de disparo tenha largura adequada e seja aplicado uma única vez, foi implementada uma lógica que aciona um monoestável uma única vez, e que é rearmável somente com o desligamento e religação do circuito do controlador.

A limitação do valor extremo superior de  $V_c$  limita o ângulo de atraso mínimo  $\emptyset$ , que deve ser maior que o tempo  $t_q$  de recuperação de capacidade de bloqueio reverso dos tiristores do inversor. No caso do protótipo, os tiristores dos Thyoduls têm  $t_q$  da ordem de  $18\mu s$  (dado do fabricante), o que faz com que o tempo de atraso mínimo  $\emptyset/w$  seja ajustado para valores da ordem de  $25\mu s$  como margem de segurança.

A constante de tempo  $T_{pi}$  do controlador PI pode ser ajustada entre  $1,5ms$  a  $11,5ms$  com os componentes utilizados. Esta constante deve ser da mesma ordem de grandeza daquela do sistema controlado, no caso o inversor com a carga RLC série. A determinação da constante da carga foi realizada com a aplicação de um degrau na tensão de referência mudando bruscamente o ângulo de atraso  $\emptyset$ , e medindo-se a resposta da corrente na saída do inversor.

#### 4.2.4 Saída

A figura 4.7 mostra a saída do inversor, incluindo o capacitor série  $C_s$ , o transformador de média frequência  $Tr1$ , o banco de capacitores  $C$  e a bobina indutora  $L$ .

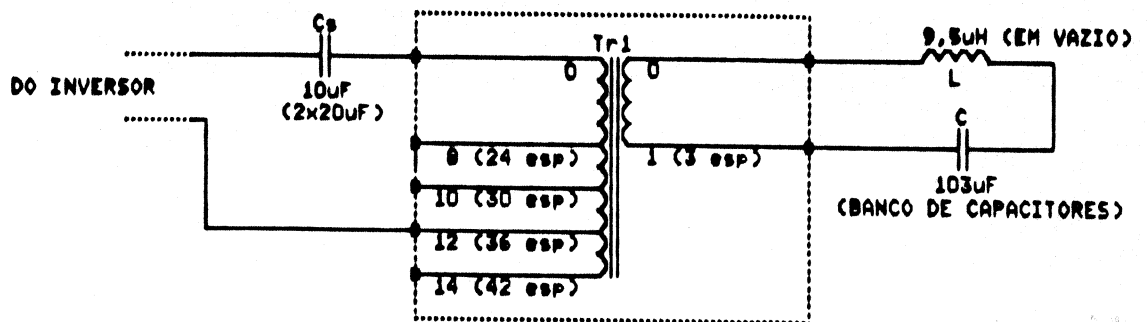


Figura 4.7: Saída do inversor.

Conforme a figura 4.7, no primário de  $Tr1$  existem quatro derivações, visando a variação da relação de transformação para se obter o melhor desempenho do conversor.

#### 4.2.5. Refrigeração

A elevada densidade de corrente na bobina indutora  $L$  e no transformador de saída  $Tr1$  tornam necessário o resfriamento com líquido, que no caso foi água. Tendo-se a água disponível, o resfriamento dos componentes eletrônicos de potência é também feito com ela, dispensando

dissipadores de calor volumosos. A ponte retificadora trifásica, o tiristor TP da chave estática, os quatro módulos Thyodul do inversor têm circuitos de água. O indutor Li também é resfriado com água, pois apresenta um aquecimento razoável (está submetido a corrente total do inversor, a média frequência).

Foram construídos três circuitos de água em paralelo, para se minimizar a perda de carga, aumentando a vazão. Uma pequena bomba centrífuga de eletrodoméstico foi usada para forçar a água pelo sistema, que possui ainda um moderado reservatório.

#### 4.2.6 Alimentação dos controles

Os circuitos eletrônicos de controle da chave estática são alimentados com +12V, e os do controlador do inversor, com +12V e -12V, fornecidos por uma fonte simétrica. Os disparadores do inversor (figura 4.5) são alimentados por uma fonte separada de +12V para evitar ruídos no controle. Todas as fontes estão interligadas num terra comum. O circuito de potência está isolado do controle pelos transformadores de pulso. Embora omitido dos esquemas, os circuitos integrados possuem capacitores de desacoplamento, assim como as linhas de alimentação, sendo que as placas de controle (chave estática e inversor) têm nas entradas de alimentação supressores de tensão PN Transzorb (P6KE16A), assim como varistores (GE Z18ZA05), visando impedir que

sobretensões induzidas pelo circuito de potência danifiquem os componentes.

### 4.3 Aspectos construtivos

#### 4.3.1 Entrada

Foi colocado na entrada trifásica um disjuntor com fins de proteção e de chave geral. Em série com o disjuntor, os fusíveis Diazed proporcionam proteção adicional. Antes do retificador, um contator com botoeira liga/desliga energiza o conversor. O desligamento é feito pelo acionamento da chave estática para evitar desgaste dos contatos pelo arco de corrente.

O indutor  $L_f$  foi construído com um núcleo de ferro-silício tipo "C" (Tessin CS-400), entreferro de aproximadamente 4,0mm e duas bobinas de 170 espiras de fio 12 AWG, colocadas em paralelo para dividir a corrente. A sua indutância foi medida a 60 Hz, com uma corrente eficaz de 17A, resultando 14,8mH.

Os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_f$  são de polipropileno (Icotron KOM LHM,  $U_n=560V$ ).  $C_1$  é de 25 $\mu F$ ,  $C_2$  é uma associação série de dois capacitores de 10 $\mu F$ , ao passo que  $C_f$  é composto por dois capacitores de 50 $\mu F$  em paralelo.

Os resistores de descarga dos capacitores ( $RC_2$ ,  $RC_f$ ), assim como os de pré-carga de  $C_1$  ( $RTP$ ,  $RC_1$ ) são de fio, 10kohms, 25W.

O resistor sensor de sobrecorrente CC Rshunt foi construído com uma barra de aço inox de seção 1,3mm x 5,8mm, de aproximadamente 100mohms/m.

#### 4.3.2 Inversor

O capacitor do amortecedor RC, de 220nF, é do tipo Icotron TSE, próprio para circuitos amortecedores.

É importante que o resistor R apresente um mínimo de auto-indutância, visto que esta arruinaria o efeito do amortecedor. Os resistores foram confeccionados com fio de níquel cromo sobre um tubo de cerâmica com um enrolamento minimizando a indutância própria (fio dobrado enrolado sobre o tubo). Pela mesma razão, o amortecedor deve ser montado o mais próximo possível dos semicondutores, minimizando as indutâncias de fiação.

O indutor de limitação de derivada de corrente Li foi enrolado com núcleo de ar, tanto pela baixa indutância requerida como para se evitar efeitos de saturação em caso de curto-circuito. Ao invés de fio maciço, foi usado um tubo de cobre oco de diâmetro 3/16" visando o resfriamento a líquido.

#### 4.3.3 Saída

O capacitor série de desacoplamento Cs é composto por dois capacitores de 20µF em série, de polipropileno do tipo Icotron KOM LHM, Un=560V.

O transformador abaixador de média frequência Tr1 foi construído com um núcleo "C" Tessin CS-400. O condutor do primário foi confeccionado com cinco fios esmaltados 17 AWG em paralelo, trançados de modo a minimizar o efeito pelicular e de proximidade. O secundário foi enrolado com três tubos ocos de cobre de diâmetro 3/16" isolados em paralelo, com espessura de parede de aproximadamente 0,96mm, visando o resfriamento por água. Para o primário foram feitas quatro derivações, sendo que o número de espiras de cada enrolamento está indicado na figura 4.7. Foi ainda construído com tubos de cobre um circuito de resfriamento envolvendo externamente o núcleo.

O capacitor de ressonância C é um conjunto série/paralelo de capacitores. A razão desse arranjo é a necessidade de se dividir a corrente total que passa pelo conjunto, que chega a 350A eficazes. Os capacitores utilizados são de óleo e polipropileno seco, de vários valores. O valor indicado na figura 4.7 foi obtido pela medida com uma ponte RLC Philips PM-6303, à frequência de 1kHz.

O indutor de carga L foi construído com um tubo de alumínio de diâmetro 3/8", parede 1/16" (tubo Alcoa TR-002), com um comprimento total de 4,5m. Foram enroladas aproximadamente 10,5 espiras, chegando-se a um diâmetro interno de 111,5mm e altura de 118,5mm. A indutância em vazio foi medida com a ponte PM-6303. A escolha do tubo para o indutor, assim como das dimensões da bobina foram a compatibilização entre uma densidade de corrente

suportável, e o problema mecânico de se enrolar o tubo de modo a se obter uma bobina aproximadamente quadrada (diâmetro e altura iguais), com um número de espiras adequado. Uma indutância muito baixa implica imediatamente em um aumento do capacitor  $C$ , ou da frequência de trabalho  $w$ , ou de ambos. Uma indutância maior é conseguida com um maior número de espiras para dado volume, significando condutores com menor área de passagem de corrente ou aumento de volume, com uma diminuição do acoplamento entre a bobina e a carga.

## 5 RESULTADOS

### 5.1 Equipamento utilizado

Para as medições foram utilizados:

- Osciloscópio Tektronix 2232;
- Amplificadores de ponta de corrente Tektronix AM503 (dois);
- Ponta de prova de corrente Tektronix A6302 (20A CC+CApico);
- Ponta de prova de corrente Tektronix A6303 (100A CC+CApico);
- Ponta de prova de tensão Tektronix P6007 (atenuação 100x);
- Pontas de prova de tensão Tektronix P6109 (atenuação 10x);
- Plotter Tektronix HC100;
- Isolador de tensão Tektronix A6902B;
- Amperímetro-voltímetro-wattímetro alicate Yokogawa 2433;
- Multímetro digital Minipa ET-2001.

Outros instrumentos e equipamentos secundários utilizados no desenvolvimento do protótipo são mencionados no texto e não foram citados nesta lista principal.

### 5.2 Medidas de desempenho

A medida da energia transferida à carga, e consequentemente, da eficiência do conversor, foi realizada



através de três métodos: uma por medida de valores elétricos (tensões no circuito ressonante RLC) e outras duas por meio de medidas térmicas (tempos de ebulição e fusão de cargas).

### 5.2.1 Determinação da eficiência do conversor - primeiro ensaio (medida elétrica)

A medida elétrica da potência na bobina indutora  $L$  foi realizada apesar da dificuldade de se medir diretamente a forma de onda da corrente da bobina, devido à sua intensidade. A maneira indireta foi medir a tensão do banco de capacitores  $C$ , e com o valor de  $C$  obter o valor da corrente. Admitindo-se que as perdas nos capacitores de  $C$  são desprezíveis, a corrente por eles estaria adiantada exatamente  $90^\circ$  em relação à tensão.

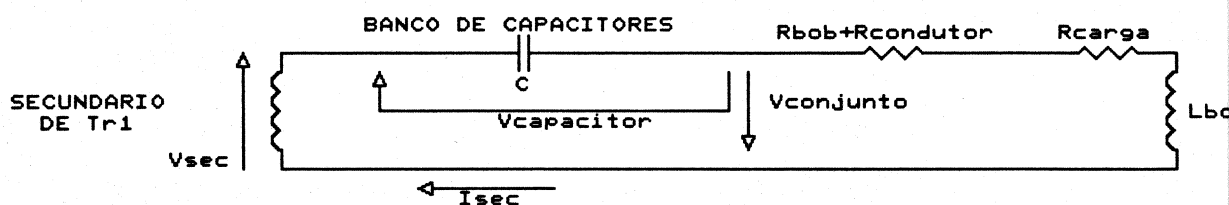


Figura 5.1: Medida das tensões sobre os componentes da saída do conversor.

Outra hipótese simplificadora adotada foi admitir a tensão no conjunto bobina indutora+carga+barramentos como

senoidal. Desta maneira, medindo-se simultaneamente a tensão sobre o banco de capacitores e sobre o conjunto bobina+carga+barramentos, como mostra a figura 5.1, tem-se que a potência ativa no conjunto bobina+carga+barramentos é dada pela expressão 5.1:

$$P = (v_{\text{conjunto}} \cdot v_{\text{capacitor}} \cdot w \cdot C \cdot \text{sen}\beta) / 2 \text{ [W]} \quad (5.1)$$

Onde:  $v_{\text{conjunto}}$  = tensão de pico no conjunto bobina+carga+barramentos [V];  
 $v_{\text{capacitor}}$  = tensão de pico sobre o banco de capacitores [V];  
 $w$  = frequência de trabalho do inversor [rad/s];  
 $C$  = valor do banco de capacitores [F];  
 $\beta$  = ângulo de defasagem entre tensões do banco de capacitores e do conjunto [graus].

Neste ensaio foi colocado como carga na bobina de indução um recipiente de ferro de medidas:

- diâmetro interno = 52,0 mm;
- diâmetro externo = 73,0 mm;
- profundidade = 151,0 mm;
- altura = 123,5 mm;
- massa = 2185 g.

A figura 5.2 mostra um oscilograma da tensão praticamente senoidal do banco de capacitores adiantada de  $\beta$  graus em relação à tensão no conjunto bobina+carga+barramentos, que é claramente não senoidal.

Os valores medidos foram:

$V_{\text{conjunto}} = 48 \text{ V};$   
 $V_{\text{capacitor}} = 72 \text{ V};$   
 $w = 2\pi / (270\mu\text{s}) = 23271 \text{ rad/s};$   
 $\beta = 16,67 \text{ (} 12,5\mu\text{s)}$

Substituindo em 5.1, obteve-se  $P = 1188 \text{ W}.$

Para se obter a potência na carga, deve-se descontar as perdas ôhmicas no barramento e bobina indutora. Sabendo-se que a resistência da bobina medida a 1kHz, com a ponte

Philips PM-6303, foi  $R_{\text{bobponte}}=6\text{mohms}$ , corrige-se  $R_{\text{bobponte}}$  para a frequência de funcionamento  $\omega$  do ensaio (5.2):

$$R_{\text{bob}} = R_{\text{bobponte}} \cdot (\omega/\omega_{\text{ponte}})^{\frac{1}{2}} \quad [\text{ohms}] \quad (5.2)$$

Onde:  $\omega_{\text{ponte}} = 2\pi \cdot 1000 \text{ rad/s}$

Obteve-se de 5.2,  $R_{\text{bob}}=11,6\text{mohms}$ . O comprimento total dos barramentos, que ligam o banco de capacitores à bobina, é de 2m. Os barramentos foram feitos do mesmo condutor da bobina, tubo oco de alumínio Alcoa TR-002, de diâmetro 3/8" e parede 1/16". Com a fórmula 3.2 estimou-se o efeito pelicular à frequência  $\omega$  e consequentemente a resistência  $R_{\text{barramentos}}=3,0\text{mohms}$ .

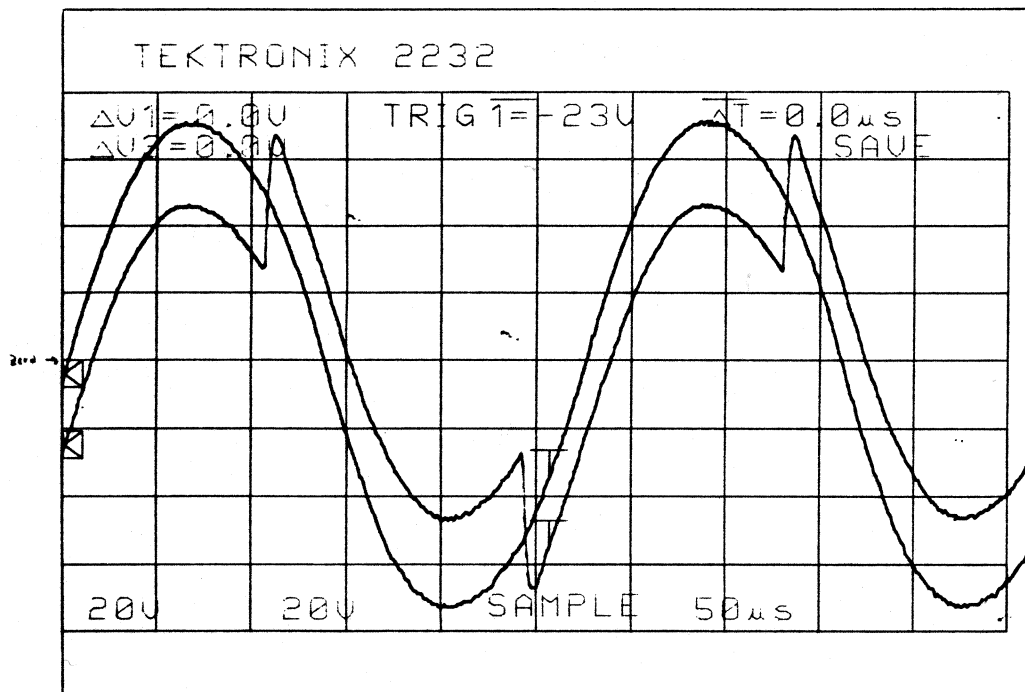


Figura 5.2: Oscilograma da tensão no banco de capacitores C (forma senoidal) e da tensão sobre o conjunto bobina+carga+barramentos.

Escalas: tensões: 20V/div;

tempo: 50 $\mu s$ /div.

Com os valores de  $C=103\mu\text{F}$  e  $v_{\text{capacitor}}=72\text{V}$ , obteve-se a perda ôhmica  $P_{\text{ohmica}}=217\text{W}$ . Subtraindo-se este valor de  $P=1188\text{W}$ , obtem-se  $P_{\text{carga}}=971\text{W}$ . A potência trifásica medida na entrada foi de  $P_{\text{ca}}=2480\text{W}$ . O quociente entre elas ( $P_{\text{carga}}/P_{\text{ca}}$ ) resultou em 0,3919, ou 39,19% de eficiência.

Este valor revela que a eficiência é bastante elevada para a aplicação, em relação a produtos comerciais, mas também deve ser visto com reserva devido as simplificações adotadas na expressão 5.1, assim como devido a dificuldades adicionais de leitura (particularmente do ângulo de defasagem  $\beta$ ).

Um dado adicional foi a medida da tensão trifásica de linha  $V_{\text{ca}}=213\text{V}$  e da corrente de linha  $I_{\text{ca}}=6,95\text{A}$ . Com estes dados, o fator de potência apresentado pelo conversor à linha nas condições do ensaio foi da ordem de 0,97 se for usada a definição de fator de potência como o quociente entre a potência ativa  $P_{\text{ca}}$  (em watts) e a potência aparente  $S_{\text{ca}}$  (em volt-ampères). Uma outra definição de fator de potência pode ser dada por 5.3.

$$fp = ff \cdot \cos\phi_i \quad (5.3)$$

Onde:  $fd$  = fator de forma: afastamento da forma de onda de corrente em relação a uma senóide;  
 $\cos\phi_i$  = cosseno do ângulo entre a tensão (suposta senoidal) e a fundamental da corrente.

Usando-se a expressão 5.3, supondo-se que a reatância de comutação do retificador trifásico de entrada seja desprezível, o termo  $\cos\phi_i$  é igual à unidade. Ainda, admitindo a corrente retificada com ondulação muito

pequena, o fator de forma da corrente de linha é  $3/\sqrt{3}=0,955$ , que corresponde ao máximo fator de potência nestas condições.

### 5.2.2 Determinação da eficiência do conversor - segundo ensaio (medida térmica)

Colocou-se no mesmo recipiente do item 5.2.1 100ml de água à temperatura ambiente. Acionado o inversor, determinou-se o tempo necessário para a ebulição de toda a água, assim como a potência trifásica de entrada  $P_{ca}$ . Desta maneira obteve-se a energia absorvida pelo conversor, assim como a energia absorvida pela água:

$$Q_{\text{água}} = m.c.(98,5-T_{\text{amb}}) + E_{\text{ev}}.m \quad [\text{J}] \quad (5.4)$$

Onde:  $m$  - massa da água [g];  
 $c$  - calor específico da água = 4,18 J/g/ °C;  
 $T_{\text{amb}}$  - temperatura ambiente [°C];  
 $E_{\text{ev}}$  - entalpia de evaporação da água = 2249 J/g

Levou-se em conta que em São Paulo, a aproximadamente 750m de altitude, a água ferve a 98,5°C.

Considerou-se também a energia absorvida pelo recipiente de ferro:

$$Q_{\text{recipiente}} = m_f.c_f.(98,5-T_{\text{amb}}) \quad [\text{J}] \quad (5.5)$$

Onde:  $m_f$  - massa do recipiente [g];  
 $c_f$  - calor específico do ferro = 0,460 J/°C (valor médio na faixa de temperatura considerada<sup>[26]</sup>);  
 $T_{\text{amb}}$  - temperatura ambiente [°C];

A temperatura ambiente  $T_{\text{amb}}=22^\circ\text{C}$ , o tempo de ebulição da água foi de  $t_{\text{eb}}=348\text{s}$ . A média da potência de entrada  $P_{ca}$

foi de 2454,7W, ou seja, uma energia de entrada  $Q_e=854240J$ . Da equação 5.4 resultou  $Q_{\text{água}}=256877J$  de energia fornecida à água, e da equação 5.5,  $Q_{\text{recipiente}}=76890J$  de energia ao recipiente de ferro, dando uma energia total à carga  $Q_{\text{carga}}=333767J$ . O quociente entre as duas energias ( $Q_{\text{carga}}/Q_{\text{entrada}}$ ) resultou 0,3907, ou seja, 39,07% de eficiência.

A eficiência é na realidade maior que este número obtido, pois a temperatura do recipiente ultrapassou os  $98,5^{\circ}C$  para a fervura da água, indicando que a energia absorvida pelo recipiente foi maior que a calculada por 5.5.

Note-se que o resultado de eficiência obtido foi semelhante ao do item 5.2.1. O fator de potência dado por  $P_{ca}/S_{ca}$  esteve na faixa de 0,97.

### 5.2.3 Determinação da eficiência do conversor - terceiro ensaio (medida térmica)

Neste outro experimento foi fundida uma carga de alumínio no mesmo recipiente de ferro dos itens anteriores. Os dados do alumínio são (AMERICAN SOCIETY FOR METALS<sup>[26]</sup>):

- entalpia de fusão =  $E_{al} = 395,01 J/g$ ;
- temperatura de fusão =  $T_f = 660,2^{\circ}C$
- calor específico =  $Q_{al} = 0,899 J/g/^{\circ}C$ , a  $20^{\circ}C$   
 $0,936 J/g/^{\circ}C$ , a  $100^{\circ}C$

A comparação dos valores de calor específico aqui citados, com os da tabela 3.1, deve ser feita tendo-se em conta que os valores daquela tabela são valores médios

dentro da faixa de temperaturas de dissipadores de calor para componentes eletrônicos.

A massa de alumínio fundida foi  $m=315$  g, e o tempo de fusão foi de aproximadamente  $t_f=49$  min  $31$  s, ou seja,  $2971$  s. A potência de entrada teve um valor médio  $P_{ca}=2400$  W, resultando uma energia de entrada  $Q_{entrada}=7130400$  J. Com equações análogas a 5.4 e 5.5, levando-se em conta a variação do calor específico dos metais com a temperatura, calculou-se a energia entregue ao alumínio  $Q_{al}=311593$  J e a entregue ao recipiente  $Q_{recipiente}=942693$  J, ou seja, uma energia total de carga  $Q_{carga}=1254286$  J. O quociente  $Q_{carga}/Q_{entrada}$  resultou  $0,1759$ , ou  $17,59\%$ .

Como no item 5.2.2, a temperatura do recipiente era maior que a do material contido, e neste caso relativamente maior, pois o recipiente já se apresentava rubro. Por falta de instrumental adequado (pirômetro ótico ou de contato) não foi possível medir a temperatura do recipiente para um recálculo de  $Q_{recipiente}$ . A temperatura do material fundido também alcançou valores maiores que a de fusão, dada a rapidez com que material frio acrescentado era fundido no final do ensaio. Cabe aqui explicar que a fusão do material foi sendo feita aos poucos, colocando-se material a medida que este ia fundindo. Com isso o tempo total de fusão medido  $t_f$  tendeu a ser sobreestimado. Todos estes fatores contribuem para que o valor de eficiência calculado seja conservativo.

O fator de potência obtido  $P_{ca}/S_{ca}$  foi de  $0,97$ .

### 5.3 Medidas de formas de onda do circuito de potência

Para as medidas, exceto onde indicado, foi usada uma barra cilíndrica de ferro (diâmetro 51,1mm, altura 120,2mm e massa 1900g) como carga dentro da bobina de indução L.

A potência absorvida  $P_{ca}$  variou com a tensão trifásica de entrada  $V_l$  e com o aquecimento da carga (mudando a resistência equivalente da carga RLC série do inversor), mas valores típicos medidos são:

- $P_{ca} = 3300 \text{ W}$ ;
- $V_l = 210 \text{ V}$ ;
- $I_{ca} = 9,5 \text{ A}$ ;

Portanto o fator de potência  $P_{ca}/S_{ca}$  foi da ordem de 0,96.

Em algumas situações trabalhou-se com potência mínima de entrada para se medir formas de onda nesta condição.

As figuras a seguir foram colocadas na ordem correspondente ao fluxo de energia da entrada CA do conversor até a bobina de indução. Pode-se recorrer à figura 3.1 como referência.



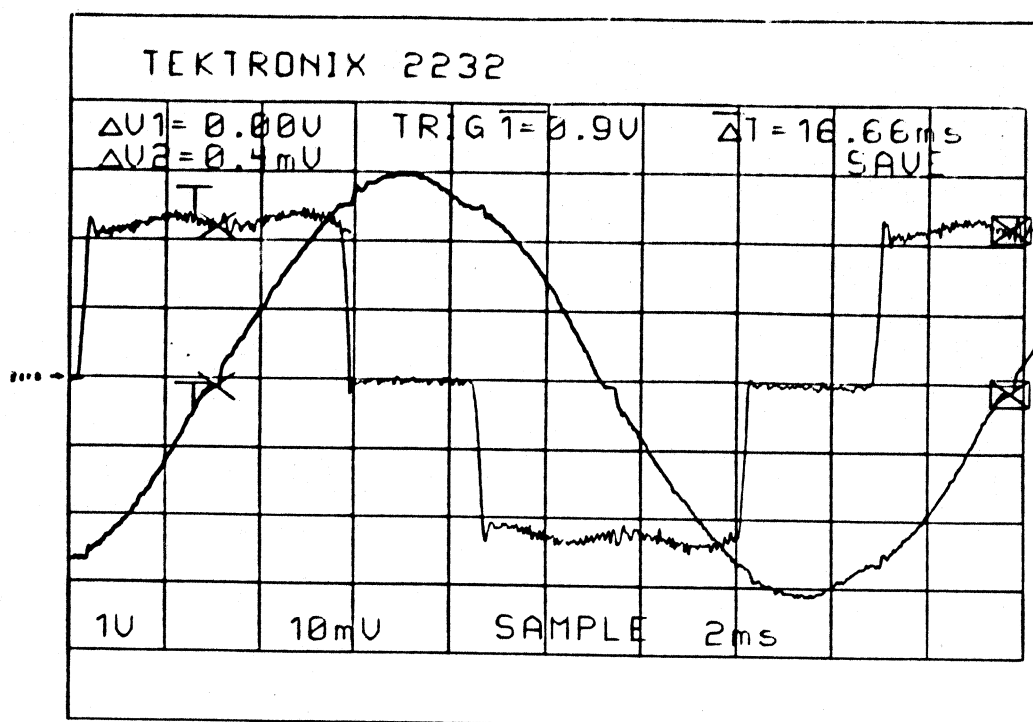


Figura 5.3: Formas de onda da tensão de linha  $V_{ca}$  (aproximadamente senoidal) e corrente de linha  $I_{ca}$ .

Escalas: Tensão: 100V/div;

Corrente: 5A/div;

Tempo: 2ms/div.

Através das formas de onda de  $V_{ca}$  e  $I_{ca}$  determina-se o ângulo de comutação, que neste caso é de 210 $\mu$ s, o que corresponde a 4,54°. A reatância de comutação calculada é de aproximadamente 45mohms.

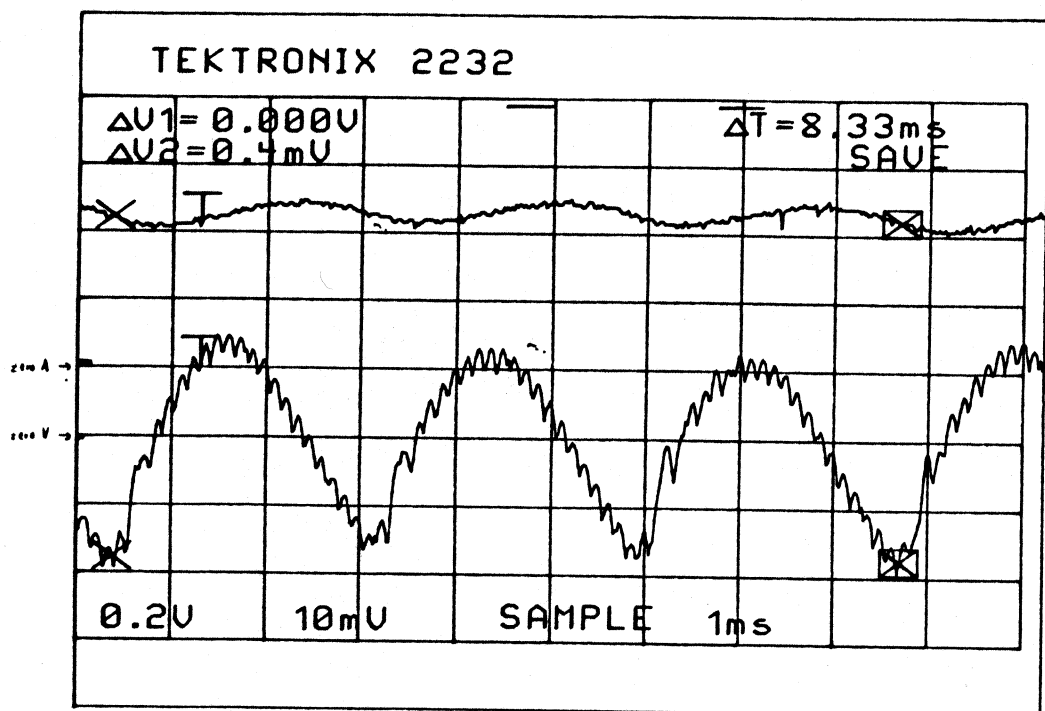


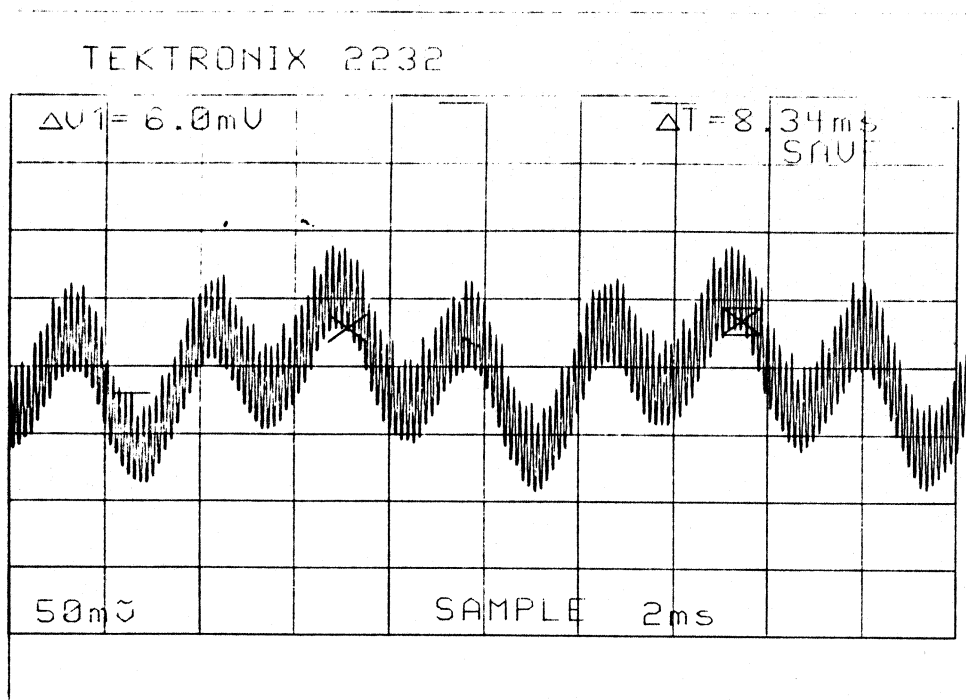
Figura 5.4: Formas de onda da tensão sobre o indutor de filtro  $L_f$  (traço inferior) e da corrente em  $L_f$ .

Escalas: Tensão: 20V/div;

Corrente: 5A/div;

Tempo: 1ms/div.

Verifica-se aqui a influência conjunta da ondulação de 60Hz com a de média frequência do inversor sobre a tensão de  $L_f$ . Pode-se verificar também que a ondulação de corrente corresponde ao valor esperado.



**Figura 5.5:** Forma de onda da tensão sobre o capacitor de filtro  $C_f$  (medida com acoplamento AC).

Escalas: Tensão: 5V/div;

Tempo: 2ms/div.

Como na figura 5.4, a forma de onda de tensão sobre o capacitor  $C_f$  mostra a influência da superposição da ondulação de 60Hz com a do inversor. A ondulação de tensão também está dentro do esperado.

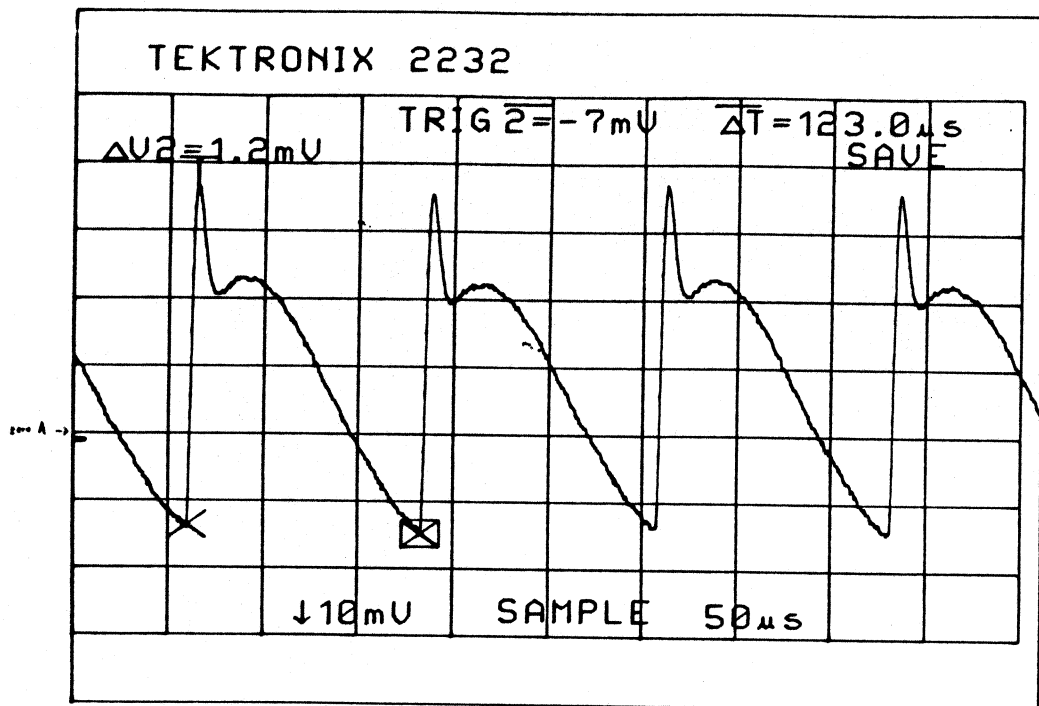


Figura 5.6: Forma de onda da corrente no barramento CC.

Escalas: Corrente: 10A/div;

Tempo: 50μs/div.

A forma de onda da corrente CC, após o capacitor  $C_f$ , mostra a parcela de corrente que passa por um par de tiristores do inversor (corrente positiva) e a parcela que retorna pelos diodos em antiparalelo (corrente negativa), assim como o pico de corrente quando do disparo do par seguinte de tiristores. É interessante a comparação com a forma de onda teórica da figura 2.2.



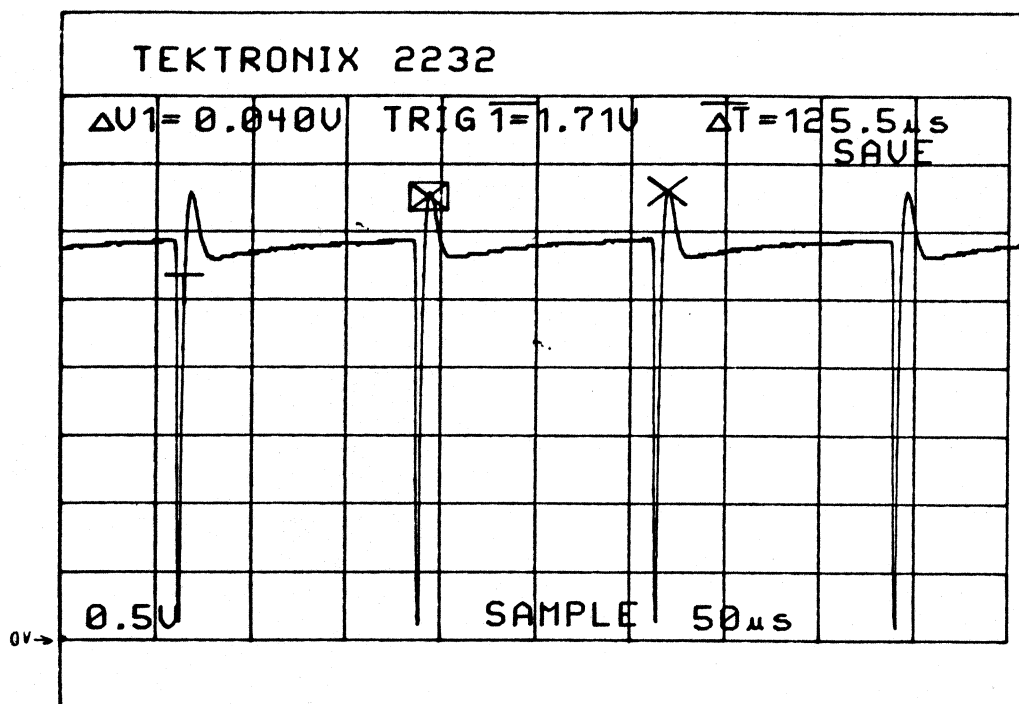


Figura 5.8: Forma de onda da tensão de alimentação do inversor de média frequência (após o indutor L1).

Escalas: Tensão: 50V/div;

Tempo: 50 $\mu s$ /div.

Mostra-se aqui claramente o efeito do tempo de comutação não nulo sobre a tensão de alimentação (ver item 3.1.2.1 e figura 3.2), quando o inversor impõe praticamente um curto-circuito à fonte de tensão contínua.

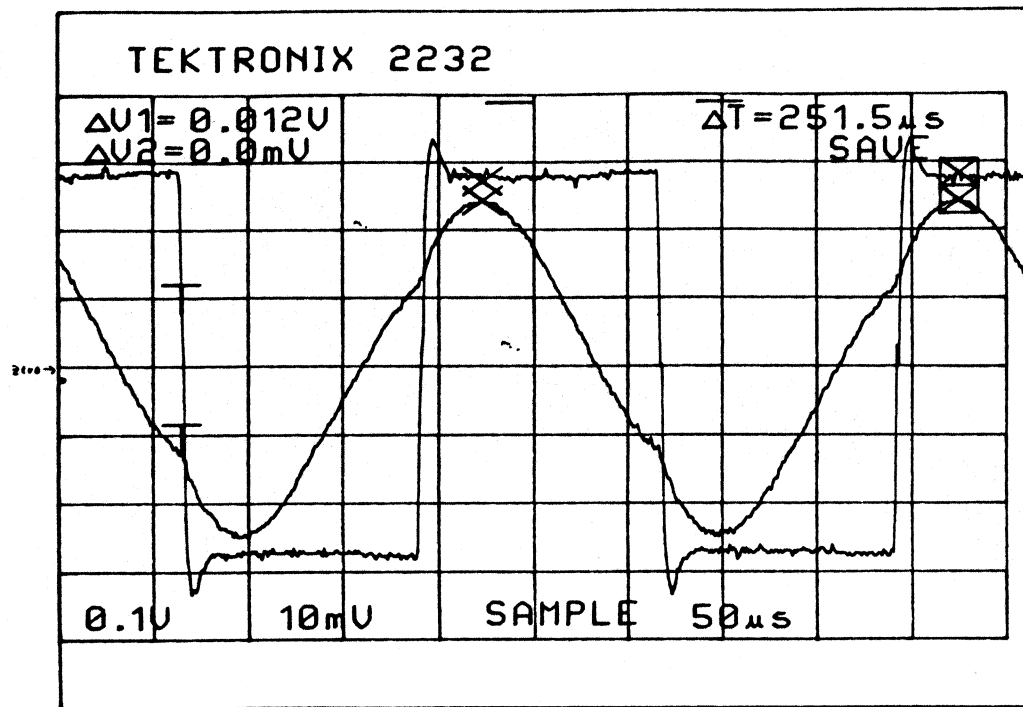


Figura 5.9: Formas de onda da tensão (onda quadrada) e corrente de saída do inversor de média frequência.

Escalas: Tensão: 100V/div;

Corrente: 10A/div

Tempo: 50 $\mu s$ /div.

Em cada semiciclo pode-se ver a corrente correspondente à condução dos tiristores e a reversão dessa corrente pelos diodos em antiparalelo. A comparação destas formas de onda com as das figuras 2.2 e 3.2 mostra o efeito da comutação. Note-se também a sobretensão na tensão do inversor na comutação, devidamente atenuada pelo amortecedor RC.

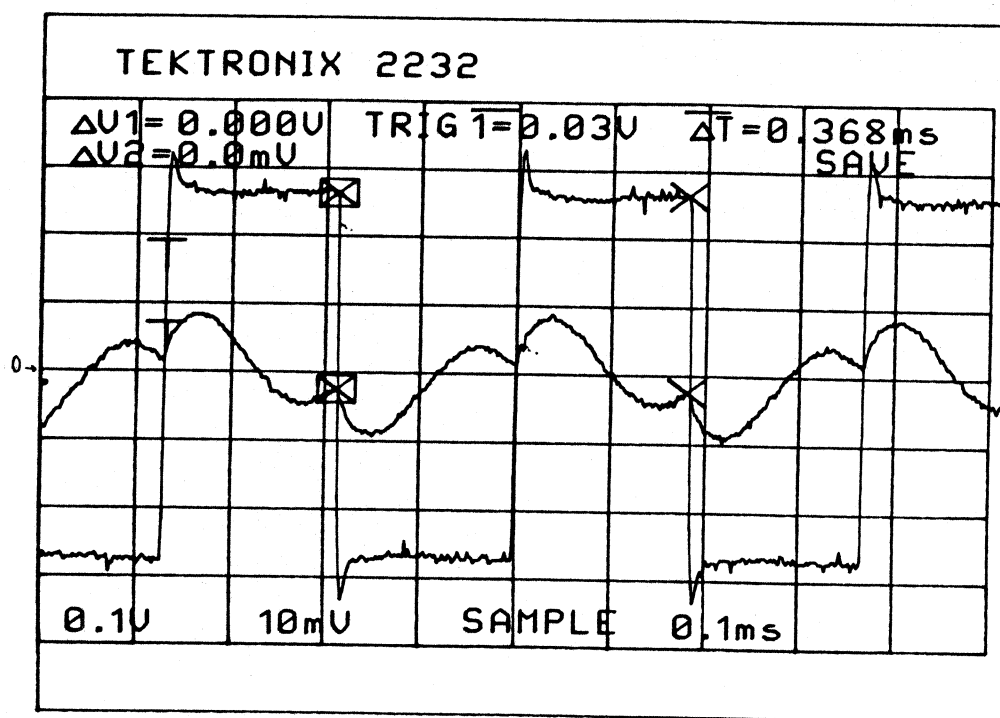


Figura 5.10: Formas de onda da tensão (onda quadrada) e corrente de saída do inversor de média frequência. Operação na potência mínima.

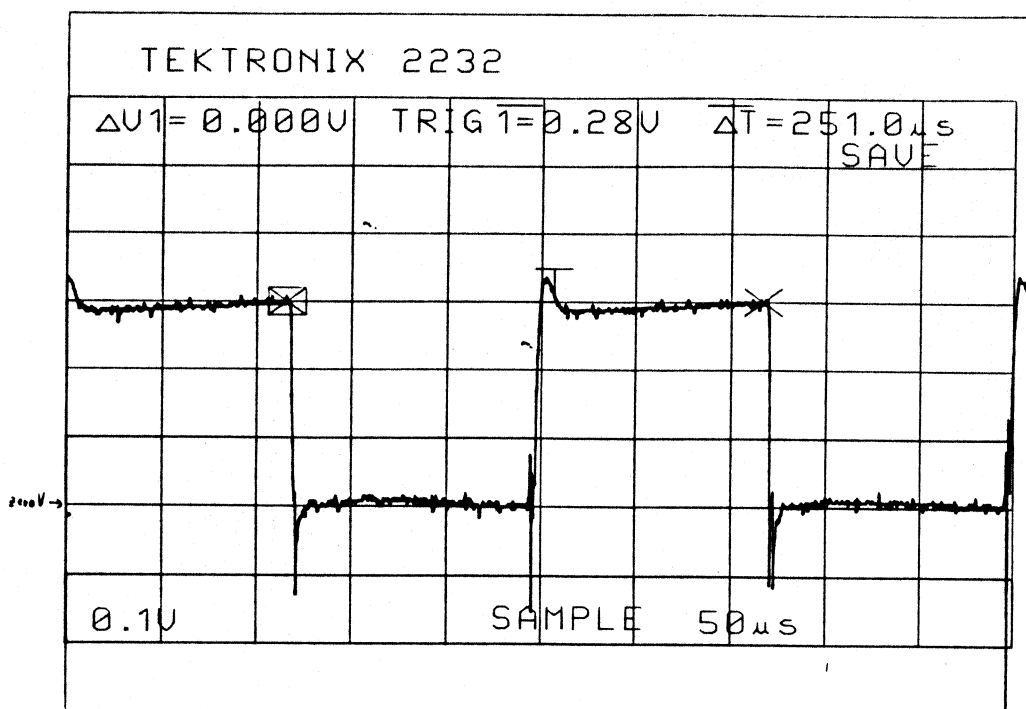
Escalas: Tensão: 100V/div;

Corrente: 10A/div

Tempo: 100 $\mu$ s/div.

Com a operação na potência mínima ( $P_{ca}=836W$ ), há uma queda na frequência de operação e uma deformação na forma de onda da corrente do inversor, que se afasta de uma senóide, aproximando-se da região de descontinuidade de corrente.





**Figura 5.11:** Forma de onda da tensão sobre o tiristor T1 e o correspondente diodo D1 em antiparalelo.

Escalas: Tensão: 100V/div;

Tempo: 50 $\mu s$ /div.

A tensão sobre T1 mostra que a sobretensão da comutação é devidamente atenuada pelo amortecedor RC, permanecendo a tensão dentro de valores aceitáveis.

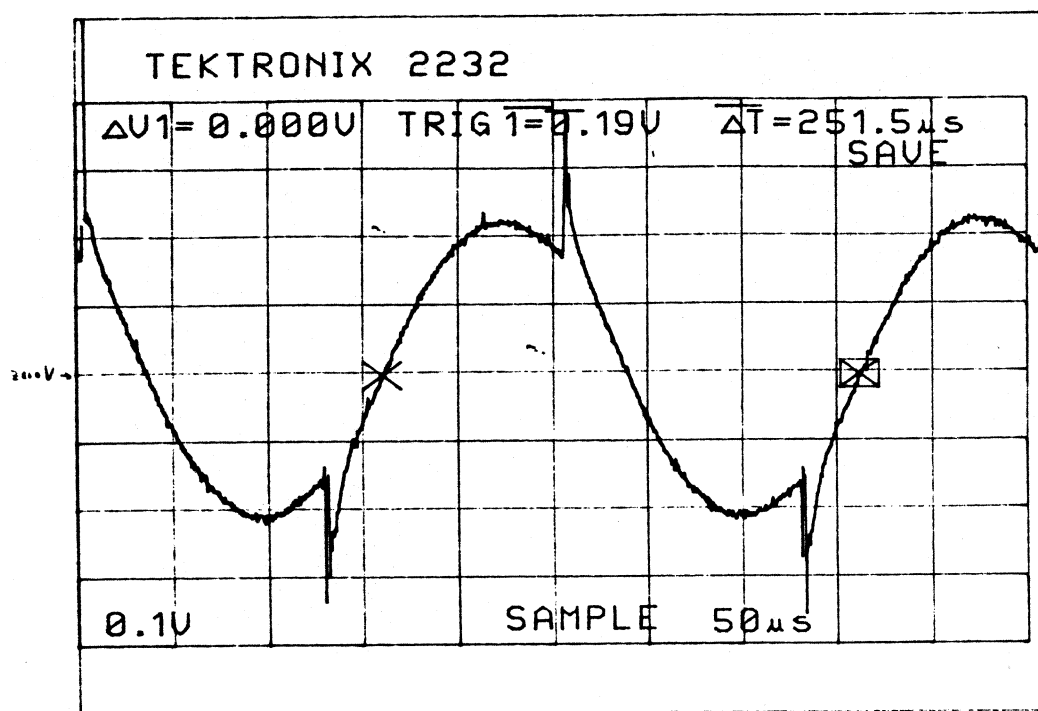


Figura 5.12: Forma de onda da tensão sobre o capacitor série Cs.

Escalas: Tensão: 10V/div;

Tempo: 50µs/div.

O efeito da comutação é também notado sobre Cs. A queda de tensão sobre Cs se mantém dentro dos limites projetados, não afetando negativamente a tensão fornecida ao transformador Tr1.

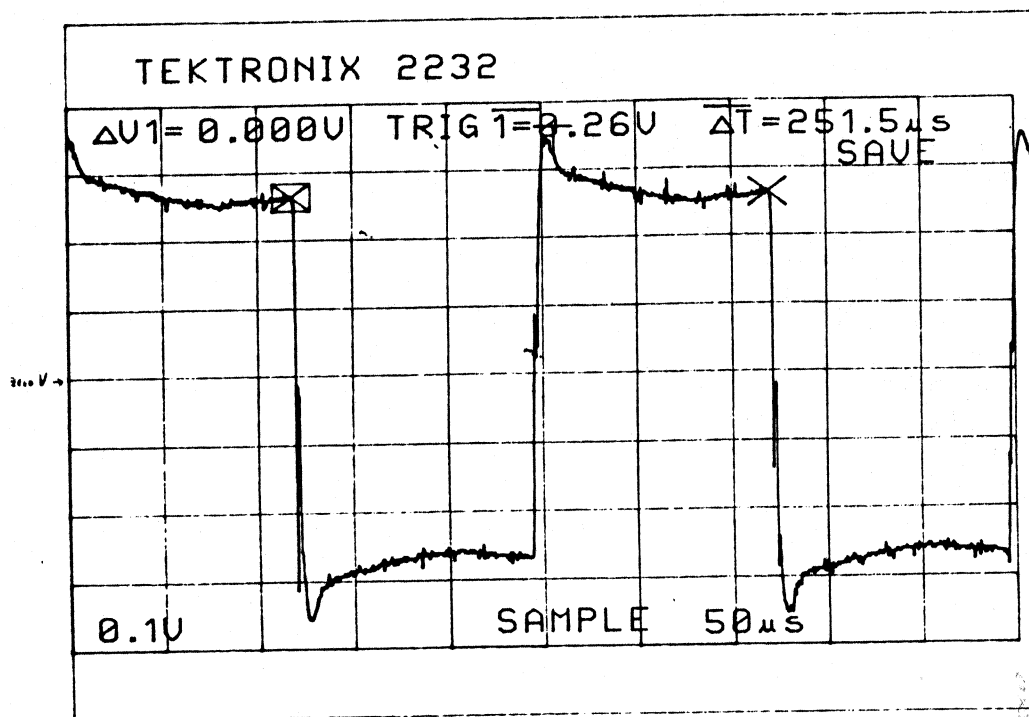


Figura 5.13: Forma de onda da tensão sobre o primário do transformador de média frequência Tr1.

Escalas: Tensão: 100V/div;

Tempo: 50 $\mu s$ /div.

Em comparação com a forma de onda da saída do inversor (figura 5.9), nota-se a influência do capacitor série Cs, dentro do esperado.

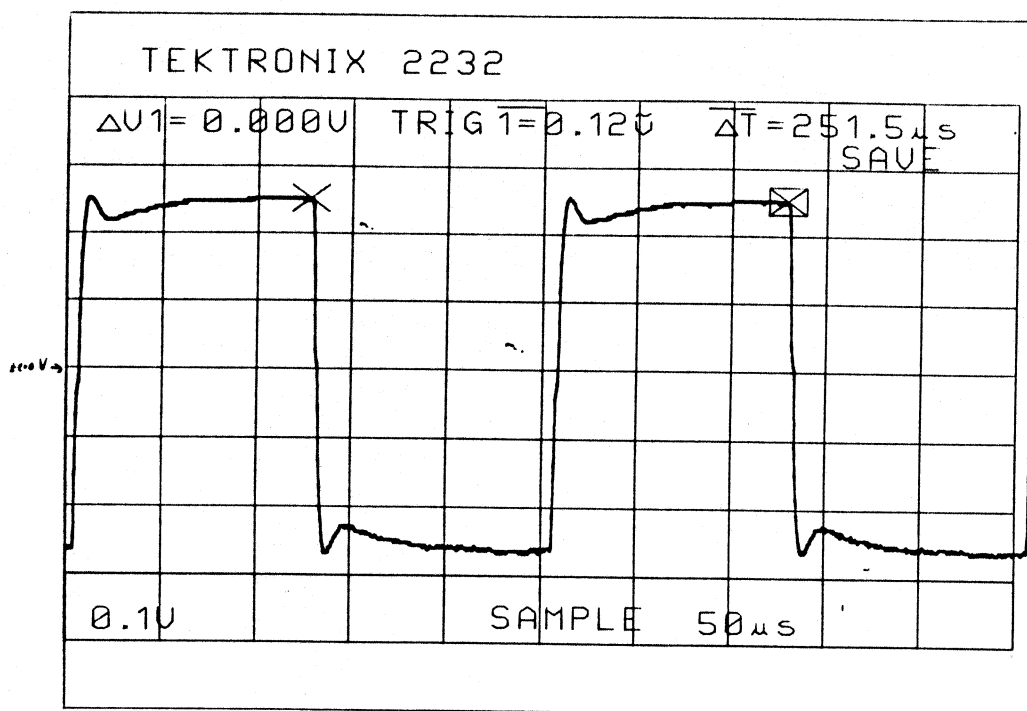


Figura 5.14: Forma de onda da tensão sobre o secundário do transformador de média frequência Tr1.

Escalas: Tensão: 10V/div;

Tempo: 50 $\mu s$ /div.

Esta é a tensão efetivamente aplicada ao conjunto RLC série, próxima da tensão quadrada ideal.

As figuras seguintes mostram aspectos do conversor, não estando na ordem topológica anterior.

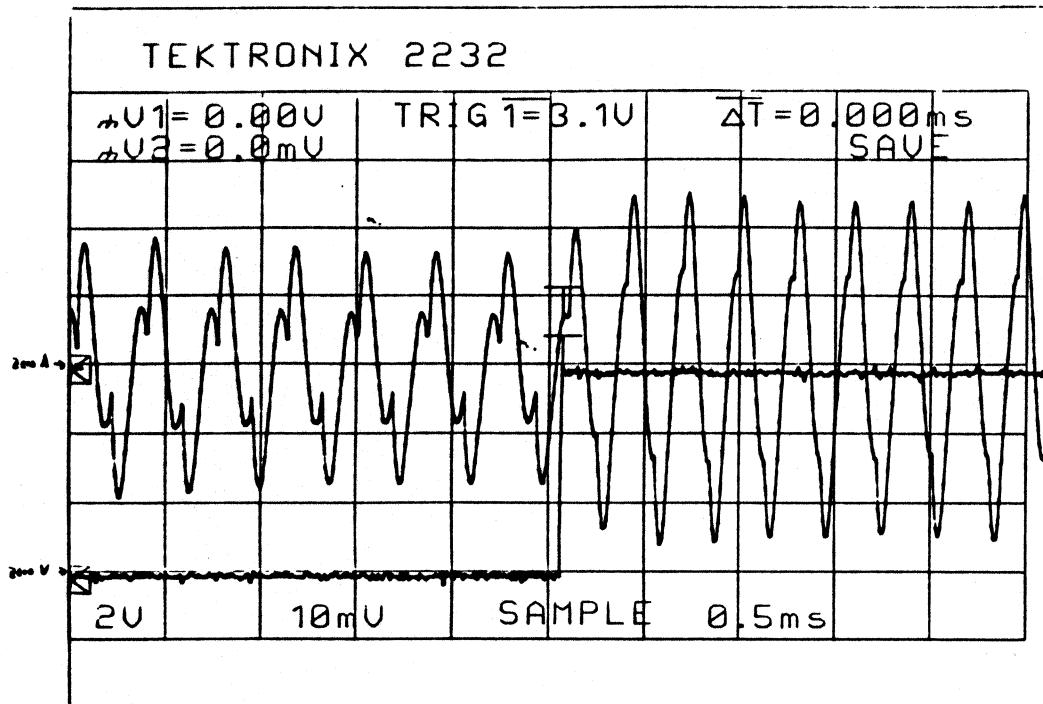


Figura 5.15: Forma de onda da mudança de tensão de referência de corrente e sua influência sobre a corrente de saída do inversor. Controlador PI inativado.

Escalas: Tensão: 2V/div;

Corrente: 5A/div;

Tempo: 500 $\mu$ s/div.

A fim de se determinar a constante de tempo do sistema, aplicou-se degrau de referência de corrente no controle, com o controlador PI inativado. Com isso avalia-se a faixa de constante de tempo necessária no PI. A potência de entrada nesta medida está limitada a algo em torno de  $P_{ca}=1500W$ .

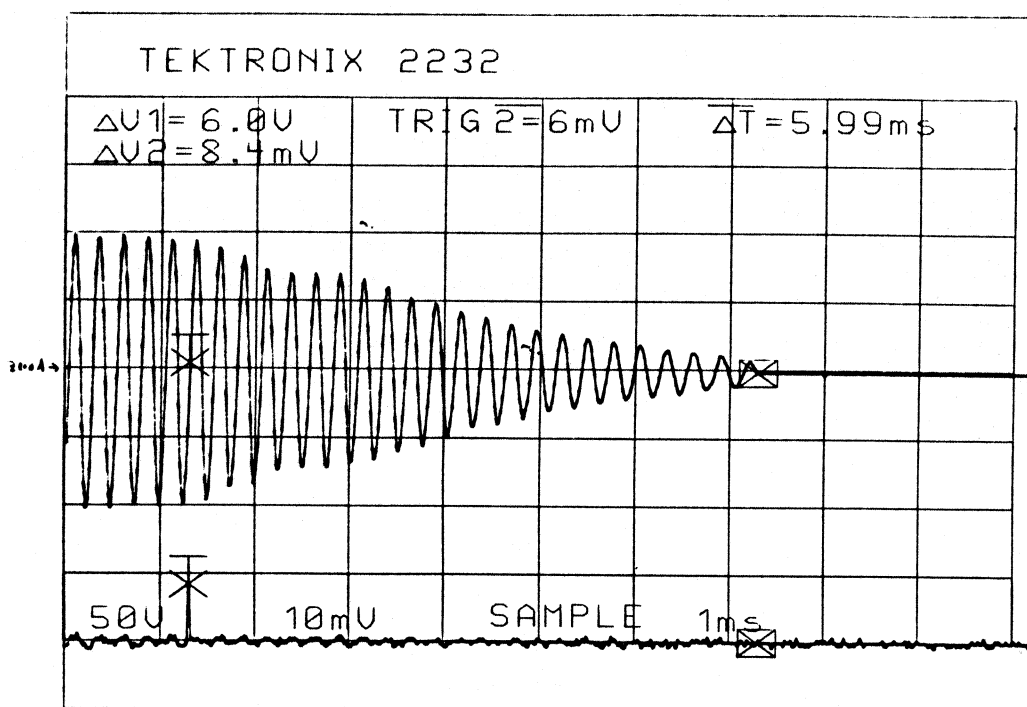


Figura 5.16: Forma de onda da tensão sobre o banco de capacitores de ressonância C, após a aplicação de pulso de desligamento no tiristor TA da chave estática.

Escalas: Tensão: 50V/div;

Corrente: 1A/div;

Tempo: 1ms/div.

A tensão sobre C (e a corrente na bobina L) decresce até zero em menos de 6ms após o desligamento da chave estática (desligamento manual). Este tempo deve-se basicamente à energia armazenada no tanque RLC série. Isto mostra o rápido efeito que a eventual atuação da proteção de sobrecorrente no inversor ou sobrecorrente CC teriam

sobre o inversor. A atuação da chave estática na interrupção da corrente CA de entrada é virtualmente instantânea comparada com a frequência da rede CA. Sua atuação na interrupção da corrente CC também é muito rápida, visto que se cria um caminho para a corrente do indutor de filtro  $L_f$ , através de  $C_f$ , TA e  $C_1$ . A energia armazenada por  $L_i$  é relativamente baixa, e portanto este não alimenta o inversor por tempo significativo.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Estudaram-se configurações ressonantes de potência e circuitos de controle para aplicação em fusão e aquecimento indutivo a média frequência.

Propuseram-se uma configuração de potência com proteção através de chave estática de alta velocidade e método de controle para o inversor do tipo série.

Construiu-se um protótipo para verificação experimental com a configuração que inclui uma topologia de potência com um inversor monofásico em ponte completa, com tiristores rápidos como chaves eletrônicas e diodos em antiparalelo, ligado a uma carga RLC série através de um transformador abaixador de média frequência. O controle constitui-se no controle do ângulo  $\theta$  de atraso de disparo dos tiristores, atraso contado após a passagem por zero da corrente. Foi usado o sinal de corrente da saída do inversor, tanto os seus zeros para a medida de  $\theta$ , como seu valor médio para a realimentação de em um controlador PI, comparado com um sinal de referência. Para o desligamento, tanto normal como em caso de falhas, foi proposta uma chave estática com um tiristor rápido em série no barramento de corrente contínua e um circuito de comutação forçada para desligamento deste tiristor. Os sensores protetivos foram os de sobrecorrente no barramento CC e na saída do inversor.

Foram deduzidos critérios de projeto para os diversos componentes e implementado um programa de computador que



simula o funcionamento da chave estática para fins de projeto e dimensionamento.

Os resultados de ensaio no protótipo mostraram que os critérios de dimensionamento dos componentes foram adequados. O protótipo funcionou com desempenho satisfatório, fundindo pequenas cargas de alumínio nas condições permitidas pela instalação.

Infelizmente a disponibilidade de determinado material foi responsável pelos critérios de projeto relativos ao transformador abaixador de média frequência. O núcleo disponível, devido à espessura de sua laminação, tem um desempenho em relação a perdas aquém do desejável para médias frequências, influenciando na eficiência global do conversor.

O desenvolvimento dos diversos critérios de projeto do conversor mostrou que, apesar de configurações de inversores ressonantes de média frequência serem aparentemente corriqueiras em Eletrônica de Potência, a implementação não é trivial. A relativa experiência adquirida com este protótipo revela que a construção de conversores de potências bem superiores é não somente uma questão de escala, mas também de revisão de critérios básicos.

Um aspecto a ser lembrado é a multidisciplinaridade relativa a esta aplicação. O conversor eletrônico deve satisfazer critérios não relativos a Engenharia Elétrica, como aspectos metalúrgicos, térmicos etc. A interação entre essas áreas pode não ser tão harmoniosa quanto se queira,

principalmente pela relativa ausência de precisão nas especificações conjuntas (metalúrgicas e elétricas) necessárias para cada aplicação.

Vários aspectos podem ser explorados como temas para futuras pesquisas, tanto relativos aos conversores em si como relativos a aspectos não elétricos.

Além da tendência atual da pesquisa dos conversores para aquecimento indutivo tender para o aumento da frequência de operação para a faixa de altas frequências usando novos componentes (IGBTs etc.), com o fim de tratamento térmico, a pesquisa visando médias frequências e altas potências (da ordem de MW) para fusão possui validade. Por exemplo, o aumento de potência utilizando o paralelismo de inversores menores é uma faceta explorável. O aumento de confiabilidade dos atuais conversores comerciais, tanto através da revisão de critérios de dimensionamento e projeto, como pelo desenvolvimento de novas topologias de proteção estática também pode ser proposto.

Os aspectos não elétricos podem impor uma revisão das necessidades reais de potência específica e frequência para cada tipo de carga, principalmente na fusão de metais, visto que vários dos critérios estabelecidos baseavam-se no estado da arte dos conversores estáticos de 20 anos atrás ou mais.

O estudo dos conversores para aquecimento indutivo também pode trazer subsídios para outras aplicações, como as fontes de alimentação e os inversores ressonantes para

altas potências, em aplicações como alimentadores em alta frequência e acionamentos.

## Anexo A - Simulação da chave estática

Para o estudo do funcionamento da chave estática é empregada uma simulação do circuito elétrico através de um programa dedicado. A simulação se baseia no método das diferenças, proposta por Waldir Pó (também citada por MATAKAS JR. [27]) que é um método de integração de primeira ordem. Por exemplo, para a simulação dos componentes passivos como indutores e capacitores, assumem-se num passo que os capacitores e fontes de tensão fiquem com valores de tensão fixos, calculam-se as novas correntes nos indutores por:

$$i_L = I_{L0} + V_L \cdot T / L \quad (A.1)$$

Onde:  $i_L$  = corrente no indutor L;  
 $I_{L0}$  = corrente inicial no indutor L;  
 $V_L$  = tensão no indutor L;  
 $T$  = passo de integração.

Fixando-se a seguir as correntes nos indutores e fontes de corrente, calculando-se no passo seguinte as novas tensões nos capacitores:

$$v_C = V_{C0} + I_C \cdot T / C \quad (A.2)$$

Onde:  $v_C$  = tensão no capacitor C;  
 $V_{C0}$  = tensão inicial no capacitor C;  
 $I_C$  = corrente no capacitor C;  
 $T$  = passo de integração.

Os passos sucedem-se sequencialmente no tempo.

A inclusão de resistências é imediata. Componentes como diodos e tiristores são simulados como chaves ideais. Tais chaves, entrando em curto ou em aberto, modificam a

topologia do circuito em estudo, exigindo conhecimento do circuito em simulação. Isto pode se constituir em vantagem, quando da análise dos resultados. Componentes passivos não lineares podem ter sua característica  $VxI$  tabelada para simulação pelo método.

Quanto ao passo de integração  $T$ , verifica-se empiricamente que resultados aceitáveis são obtidos com  $T$  da ordem de  $1/10$  da menor constante de tempo do circuito simulado.

A seguir apresenta-se uma listagem de um programa de simulação da chave estática implementado em BASIC, assim como as saídas do programa.

As variáveis principais usadas no programa são:

$I$  = corrente média do inversor;  
 $IB$  = corrente de pico do inversor;  
 $IC2$  = corrente por  $C2$ ;  
 $VC1$  = tensão em  $C1$ ;  
 $VC2$  = tensão em  $C2$ ;  
 $VCF$  = tensão em  $Cf$ ;

As constantes principais usadas no programa são:

$C1$  = capacitor  $C1$ ;  
 $C2$  = capacitor  $C2$ ;  
 $CF$  = capacitor de filtro  $Cf$ ;  
 $L$  = indutor de filtro  $Lf$ ;  
 $LB$  = indutância refletida da bobina  $L$  + indutor  $L1$ ;  
 $LC$  = indutância de comutação da linha  $CA$ .

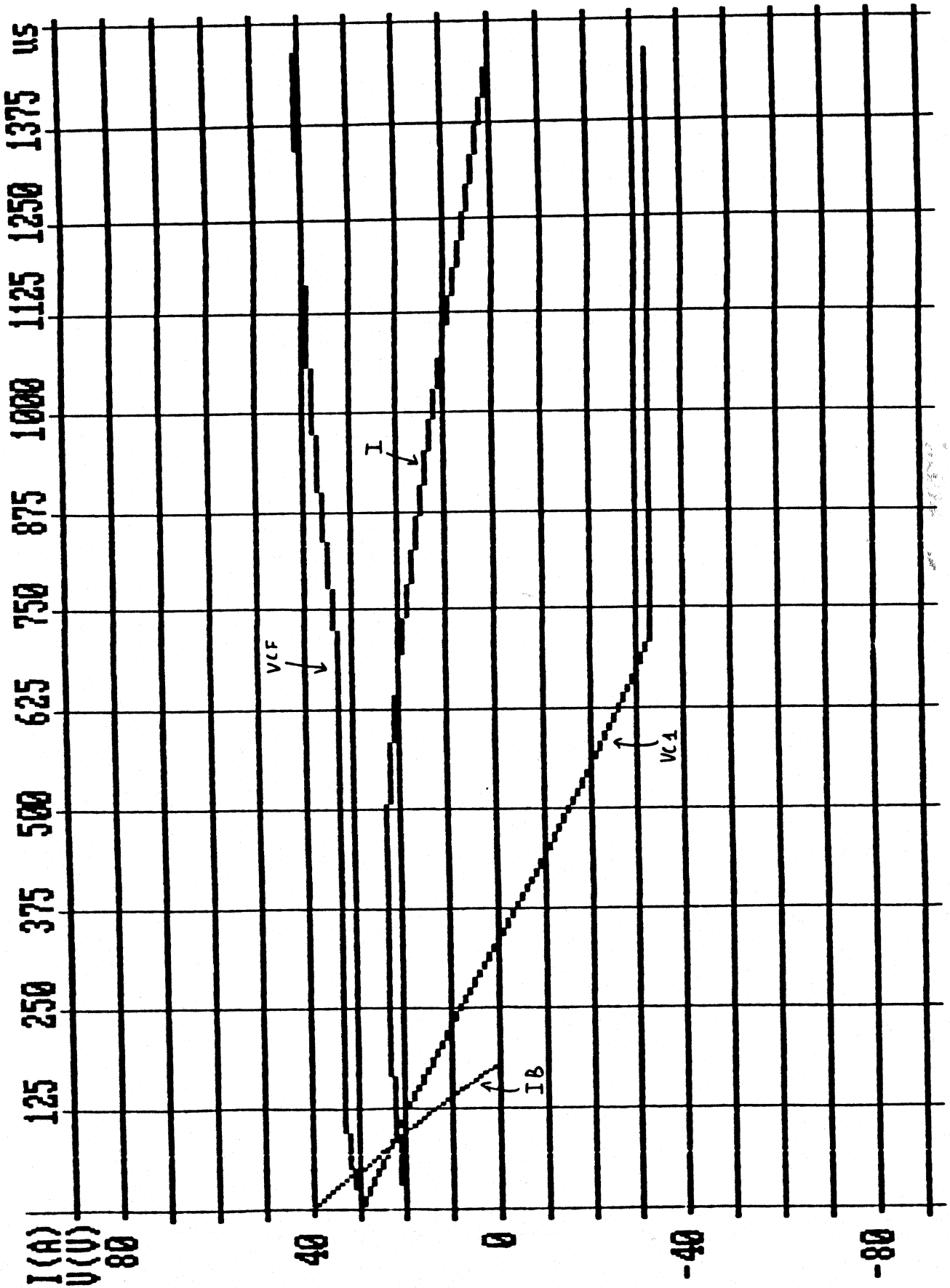
```

10 REM PROGRAMA CHAVE6.BAS - SIMULACAO DE CHAVE ESTATICA
15 REM (CASO DE RETORNO DE CORRENTE DA CARGA E BOMBEAMENTO DE
16 REM TENSAD NO CAPACITOR DO RETIFICADOR)
17 REM (MEDIDA DA CORRENTE NO DIODO DE RETORNO E NO TIRISTOR AUXILIAR)
20 CLS
30 REM INICIALIZACAO DE CONSTANTES
40 T=0:TI=0:AUX=0:IP=100:VP=1000:PL=2.5:P=.1:PONT=0:PONT2=0
50 REM CONDICGES INICIAIS DO CIRCUITO
60 I=20:IB=40:IC2=20:VC1=297:VCF=297:C1=25:CF=100:L=15000:LB=1456:C2=5:VC2=297:LC=2500
70 REM CONSTANTES DE PLOTAGEM
80 X=-1:X10=35:XVC10=35:XVCF0=35:Y10=0:YVC10=0:YVCF0=0:X180=35:Y180=0
90 REM CHAMADA DA SUBROTINA DE RETICULADO
100 GOSUB 460
110 REM PRIMEIRO TRECHO: DIODO FORA (CORRENTE TIRISTOR AUXILIAR TA=I)
120 IF PONT=1 THEN GOTO 250
130 DI=VC1/L*P
140 I=I+DI
143 DIC2=-VC2/LC*P
145 IF (IC2+DIC2)>=0 THEN IC2=IC2+DIC2 ELSE IC2=0
147 DVC2=IC2/C2*P:VC2=VC2+DVC2
150 DIB=-VCF/LB*P
160 IF (IB+DIB)>=0 THEN IB=IB+DIB ELSE IB=0
170 DVC1=-I/C1*P
180 VC1=VC1+DVC1
190 DVCF=IB/CF*P
200 VCF=VCF+DVCF
210 IF (VC1+VCF)<=VC2 AND PONT2=0 THEN PONT2=1:LPRINT:LPRINT "TEMPO DE BLOQUEIO (us) =" :T
220 IF VC1<=-VCF THEN PONT=1:LPRINT "CORRENTE INICIAL DE DR (A) =" :I
230 GOTO 290
240 REM SEGUNDO TRECHO:DIODO CONDUZINDO (CORRENTE DIODO RETORNO DR=I)
250 DI=-VCF/L*P:I=I+DI
260 DIB=-VCF/LB*P
265 IF (IB+DIB)>=0 THEN IB=IB+DIB ELSE IB=0
270 DVCF=(I+IB)/CF*P:VCF=VCF+DVCF
271 DIC2=-VC2/LC*P
272 IF (IC2+DIC2)>=0 THEN IC2=IC2+DIC2 ELSE IC2=0
274 DVC2=IC2/C2*P:VC2=VC2+DVC2
280 IF I<=0 AND IC2<=0 AND IB<=0 THEN GOSUB 700:GOTO 750
290 REM INTERRUPCAO DO PROGRAMA
300 X$=INKEY$:IF X$="P" OR X$="p" THEN GOTO 750
310 REM IMPRESSAO DE DADOS
320 X$=INKEY$:IF X$="I" OR X$="i" THEN GOSUB 700
330 REM PARADA PARA IMPRESSAO DA TELA
340 X$=INKEY$:IF X$="T" OR X$="t" OR AUX=1 THEN AUX=1
350 REM ATUALIZACAO DA BASE DE TEMPO
360 T=T+P
370 REM PLOTAGEM DOS DADOS
380 GOSUB 620
390 GOTO 120
400 IF AUX=0 THEN GOTO 440
410 X$=INKEY$:IF X$="" THEN GOTO 410
420 IF X$="C" OR X$="c" THEN GOTO 440
430 GOTO 410
440 TI=T+PL:AUX=0:GOTO 80
450 REM SUBROTINA DE DESENHO DO RETICULADO DO GRAFICO

```

```
460 SCREEN 2:CLS
470 FOR A1=10 TO 190 STEP 10
480 LINE (30,A1)-(640,A1)
490 NEXT A1
500 FOR A2=35 TO 635 STEP 50
510 LINE (A2,5)-(A2,193)
520 NEXT A2
530 LOCATE 1,1,1:PRINT"I(A)":LOCATE 1,79,1:PRINT"us":LOCATE 2,1,1:PRINT"V(V)"
540 LOCATE 1,10,1:PRINT (50*PL+TI):LOCATE 1,16,1:PRINT (100*PL+TI):LOCATE 1,22,1:PRINT (150*PL+TI)
550 LOCATE 1,28,1:PRINT (PL+200+TI):LOCATE 1,35,1:PRINT (250*PL+TI):LOCATE 1,41,1:PRINT (300*PL+TI)
560 LOCATE 1,47,1:PRINT (350*PL+TI):LOCATE 1,53,1:PRINT (400*PL+TI):LOCATE 1,60,1:PRINT (450*PL+TI)
570 LOCATE 1,66,1:PRINT (500*PL+TI):LOCATE 1,72,1:PRINT (550*PL+TI)
580 LOCATE 3,1,1:PRINT .8*IP:LOCATE 8,1,1:PRINT .4*IP:LOCATE 13,3,1:PRINT "0":LOCATE 18,1,1:PRINT -.4*IP
590 LOCATE 23,1,1:PRINT -.8*IP
600 RETURN
610 REM SUBROTINA DE PLOTAGEM DOS DADOS
620 IF X > ((T-TI)/PL) THEN GOTO 680
630 X=X+1
640 LINE(X10,Y10)-(X+35,-100*I/IP+100):X10=X+35:Y10=-I*100/IP+100
650 LINE(XVC10,YVC10)-(X+35,-100*Y1/VP+100):XVC10=X+35:YVC10=-Y1*100/VP+100
660 LINE(XVCF0,YVCF0)-(X+35,-100*VCF/VP+100):XVCF0=X+35:YVCF0=-VCF*100/VP+100
665 LINE(XI80,YI80)-(X+35,-100*I8/IP+100):XI80=X+35:YI80=-I8*100/IP+100
670 IF X>=600 THEN BEEP:BEEP:FOR AUX3=1 TO 20000:STEP 1:NEXT AUX3:BEEP:GOTO 400
680 RETURN
690 REM IMPRESSAO DE VALORES INSTANTANEOS DURANTE A SIMULACAO
700 LPRINT "T(us)=";T," I(A)=";I
710 LPRINT "VC1(V)=";VC1," VCF(V)=";VCF
715 LPRINT "VC2(V)=";VC2," C2(uF)=";C2," LC(uH)=";LC
720 LPRINT "L(uH)=";L," C1(uF)=";C1," CF(uF)=";CF
725 LPRINT "L'bob(uH)+L1(uH)=";LB
730 LPRINT
740 RETURN
750 END
```

TEMPO DE BLOQUEIO ( $\mu s$ ) = 105.0989685058594  
 CORRENTE INICIAL DE DR (A) = 19.00598335266113  
 T ( $\mu s$ ) = 1460.190551757812  
 VC1 (V) = -353.9481811523438  
 VCF (V) = 407.0270080566406  
 VC2 (V) = 536.7388916015625  
 C2 ( $\mu F$ ) = 5  
 LC ( $\mu H$ ) = 2500  
 L ( $\mu H$ ) = 15000  
 C1 ( $\mu F$ ) = 25  
 CF ( $\mu F$ ) = 100  
 L'bob ( $\mu H$ ) + L1 ( $\mu H$ ) = 1456





## Anexo B - Critérios de cálculo do filtro LC de entrada

Os critérios aqui expostos consideram que o filtro deve ser projetado para um retificador não controlado, como é o caso no protótipo. Procura-se aqui basicamente limitar ondulações de tensão e corrente. A ocorrência de sobretensão no capacitor devido ao acionamento da chave estática e/ou curto no inversor assim como a limitação da derivada de corrente pelo indutor podem ser previstos na simulação computacional da chave estática e do inversor, e medidas como a proteção ativa dos componentes (por exemplo, "crowbar" no capacitor Cf) são, a princípio, independentes dos critérios de projeto aqui expostos.

O indutor de filtro Lf pode ser calculado como se segue(\*\*): Supondo-se que a tensão no capacitor Cf é praticamente constante com valor Eo (tensão média na saída do retificador E igual à tensão em vazio Eo, caracterizando Cf muito grande), e que a ondulação de corrente I em Lf é baixa, temos que a tensão vLf é dada por:

$$v_{Lf} = (E_m \cos \theta - E_m) \quad (B.1)$$

Com tensão máxima de linha Em (figura B.2). Ainda:

$$L_f = \frac{1}{\omega r \Delta \cdot I} \int v_{Lf} d\theta \quad (B.2)$$

---

(\*\*) PÓ, WALDIR. Notas de aula de cursos de graduação: PEL-503 e PEL-488, 1987.

Logo:

$$L_f = \frac{1}{\omega r \cdot \Delta \cdot I} \int_{-\theta_1}^{+\theta_1} (E_m \cdot \cos\theta - E_0) d\theta \quad (\text{B.3})$$

$$\text{Com } \theta = \arccos \left( \frac{E_0}{E_m} \right) \quad (\text{B.4})$$

Para um retificador trifásico de dois caminhos (ponte trifásica), de B.3 e B.4 resulta:

$$L_f = \frac{0,026 \cdot V}{\omega r \cdot \Delta \cdot I} \quad (\text{B.5})$$

Onde  $V$  é a tensão eficaz de linha e  $\omega r$  é a frequência angular da rede CA. Portanto, com as hipóteses  $E_0$  constante e  $\Delta I$  baixo, obtem-se uma expressão analítica para a obtenção de  $L_f$ .

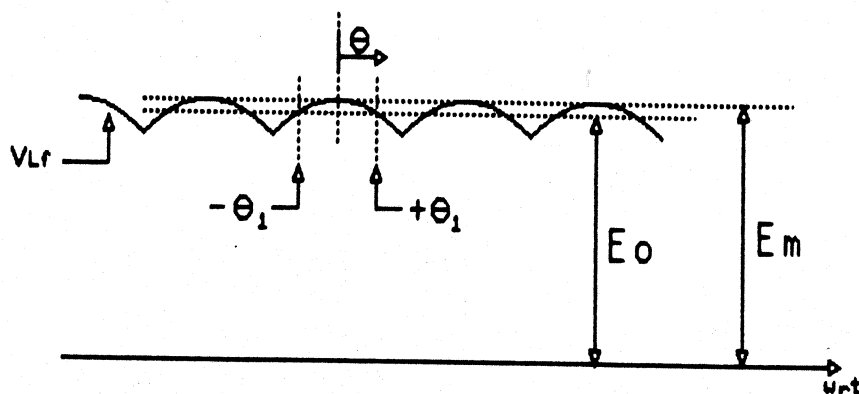


Figura B.1: Tensão no indutor  $L_f$  ( $v_{Lf}$ ) e limites de integração  $\theta$  para cálculo de  $L_f$

Para o cálculo do capacitor de filtro  $C_f$ , tem-se que a ondulação de tensão da fonte CC,  $\Delta E$ , é provocada pela variação da carga elétrica  $\Delta Q$  em  $C_f$ :

$$\Delta E = \Delta Q / C_f \quad (\text{B.6}) \quad \Rightarrow \quad C_f = \Delta Q / \Delta E \quad (\text{B.6a})$$

E da figura B.2:

$$\Delta Q = \frac{1}{w} \int_{\emptyset}^{\theta} (I_p \cdot \text{sen}\theta - I) d\theta \quad (\text{B.7})$$

$$\theta = 90^\circ + \text{arc cos}(I/I_p) \quad (\text{B.8})$$

$$\text{pois } I = (2/\pi) \cdot I_p \cdot \text{cos}\emptyset \quad (\text{2.6})$$

$$\text{e } \text{arc tg}(2/\pi) = 32,48^\circ \leq \emptyset \leq 90^\circ \quad (\text{B.10})$$

(Para  $\emptyset$  mínimo tem-se  $I = I_p \cdot \text{sen}\emptyset = (2/\pi) \cdot I_p \cdot \text{cos}\emptyset$ )

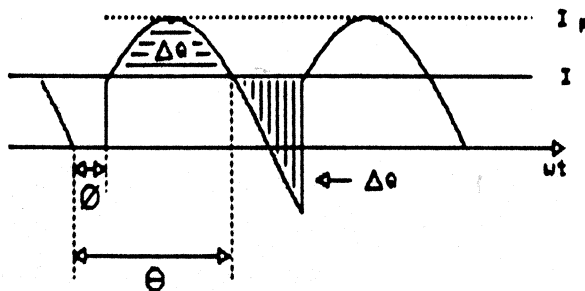


Figura B.2: Forma de onda da corrente absorvida pelo inversor série, com variação de carga  $\Delta Q$  no capacitor  $C_f$ .

Para uma frequência de operação do inversor  $w$ , uma corrente média do inversor  $I = E/R_r$  ( $R_r$  sendo a resistência refletida da carga RLC), tem-se de B.7:

$$[(w \cdot \Delta Q) / I] = [(w \cdot \Delta Q) / (E/R_r)] = f(\emptyset) \quad (\text{B.11})$$

com extremos de  $\emptyset$  dados por (B.10).

O pior caso, ou seja, a máxima variação de carga  $\Delta Q$  com conseqüente máxima ondulação de tensão  $\Delta E$  (B.6) é determinado numericamente para  $\emptyset = 41,30^\circ$ , resultando:

$$\left[ \frac{w \cdot \Delta Q}{E/Rr} \right]_{\max} = 0,679 \quad (\text{B.12})$$

E definindo a ondulação de tensão normalizada:

$$\mathcal{E} = \frac{\Delta E}{E} \quad (\text{B.13})$$

$$\text{tem-se: } \frac{\Delta Q}{\max} = \frac{0,679}{w \cdot Rr} = \text{Cf.} \cdot \Delta E = \text{Cf.} \cdot \mathcal{E} \cdot E \quad (\text{B.14})$$

E portanto:

$$\text{Cf} = \frac{0,679}{w \cdot Rr \cdot \mathcal{E}} \quad (\text{B.15})$$

Para um projeto conservativo é necessário considerar a freqüência de operação  $w$  no seu valor mínimo, assim como potência CC fornecida máxima, portanto  $Rr$  mínimo.

### Anexo C - Esquemas elétricos do controlador do inversor

O controlador do inversor é apresentado em diagrama de blocos na figura 4.6. Os esquemas elétricos estão nas figuras C.1 e C.2., contendo respectivamente os blocos da figura 4.6:

#### Figura C.1:

- Amplificador seguidor;
- Amplificador comparador com histerese;
- Retificador de precisão;
- Amplificador inversor;
- Diferenciadores (dois);
- Monoestável de atraso  $\emptyset$ ,  $\emptyset = f(I_g)$ ;
- Gerador de corrente  $I_g$ ,  $I_g = f(V'c)$ ;
- Monoestável de largura de pulso de disparo dos tiristores;
- Chave eletrônica de seleção do par de tiristores do inversor;
- Circuito de partida manual do inversor (monoestável).

#### Figura C.2:

- Filtro de valor médio;
- Detector de corrente máxima (sobrecorrente) do inversor;
- Amplificador do sinal de corrente realimentado (saída  $V_m$ );
- Amplificador do sinal de referência (saída  $V_r$ );
- Controlador PI (saída  $V_c$ );
- Limitador de tensão ao gerador de corrente (saída  $V'c$ ).

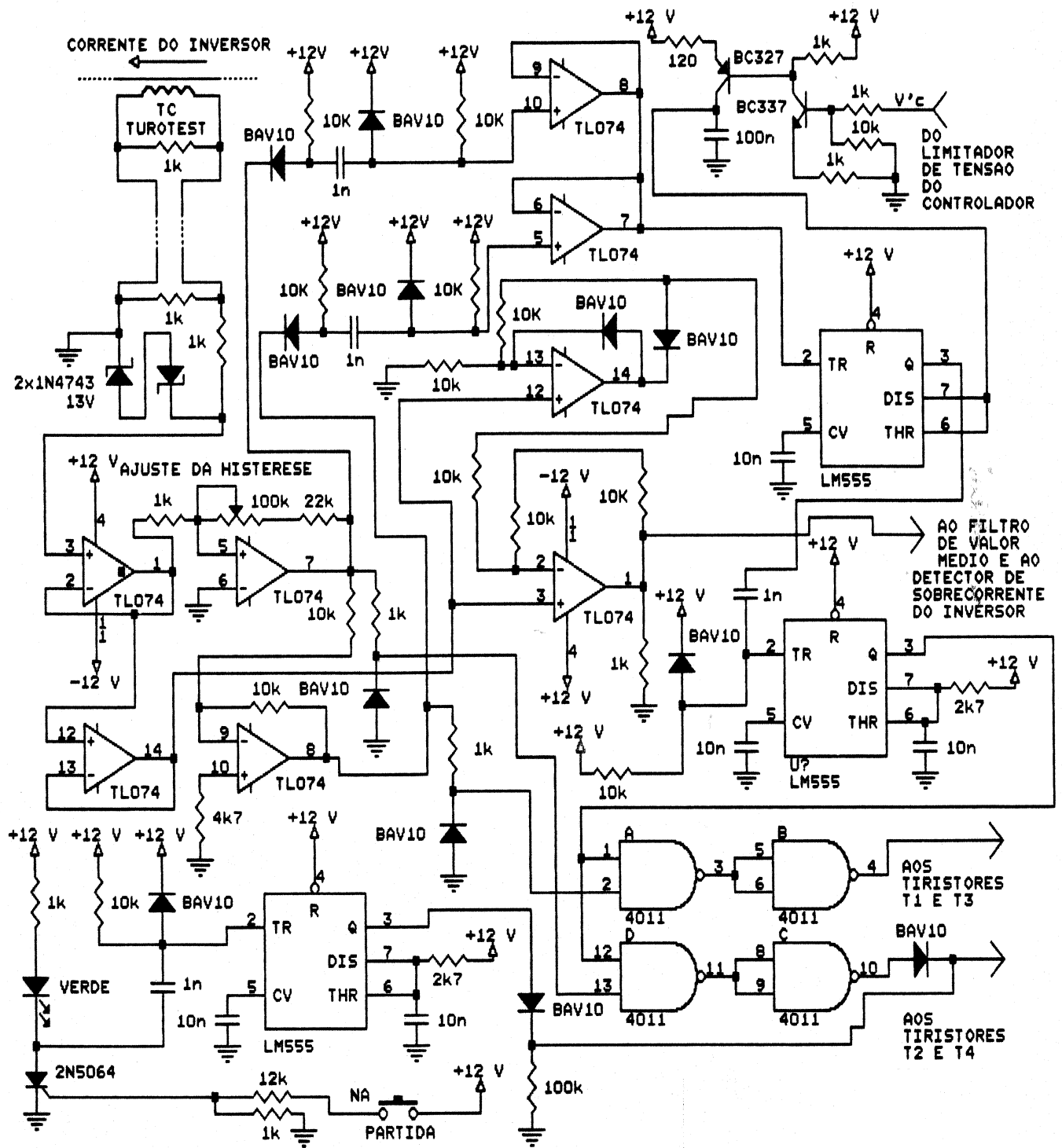


Figura C.1: Esquema elétrico do controlador do inversor (parcial).



### Anexo D - Ensaio no transformador de média frequência

O transformador abaixador de média frequência Tr1 teve seus parâmetros medidos nos ensaios de curto e vazio. Os ensaios foram efetuados com um amplificador de áudio, cuja potência limitada não permitiu atingir os valores nominais de tensão e corrente. Foram efetuadas medidas, a 5kHz, dos valores de indutância de magnetização  $L_{mag}$  e resistência de perdas  $R_{perdas}$  do ensaio em vazio, resistência de enrolamento  $R_1+R'_2$  e reatância de dispersão  $L_{d1}+L_{d'2}$  do ensaio em curto. Os resultados estão na tabela D.1.

Tabela D.1: Ensaio em curto e vazio do transformador de média frequência Tr1.

derivação (espira)	8 (42)	10 (36)	12 (30)	14 (24)
$L_{mag}$ [mH]	21,2	15,4	10,7	6,6
$R_{perdas}$ [ohms]	340,1	248,4	170,0	106,2
$L_{d1}+L_{d'2}$ [µH]	119,0	87,2	57,0	39,8
$R_1+R'_2$ [ohms]	0,35	0,26	0,18	0,11

Os ensaios de vazio e curto foram realizados no primário do transformador.

Além do problema do amplificador usado, outros fatores contribuíram para a imprecisão dos resultados tais como a dificuldade de se medir a defasagem entre tensão e corrente aplicadas, a influência da resistência de contato e de cabos usados no ensaio em curto. Mesmo com essas ressalvas,



o resultado demonstra coerência, por exemplo, quando se verifica que a variação da reatância de dispersão e da indutância de magnetização (equação 3.3) com a derivação ocorre aproximadamente com o quadrado do quociente do número de espiras  $n$ :

$$L_{\text{derivação 1}} = \left[ \frac{n_{\text{derivação 1}}}{n_{\text{derivação 2}}} \right]^2 \cdot L_{\text{derivação 2}} \quad (\text{D.1})$$

## ANEXO E - Fotografias

As figuras E.1, E.2 e E.3 mostram fotografias do conversor, com uma vista do conversor na figura E.1, outro ângulo com uma visão da bobina indutora na figura E.2 e uma vista de topo da bobina indutora com o recipiente de ferro citado no capítulo 5, contendo uma carga de alumínio em fusão. Note-se nesta última figura a existência de menisco convexo (a carga fundida está com o centro mais elevado que as bordas) devido às correntes de convecção.

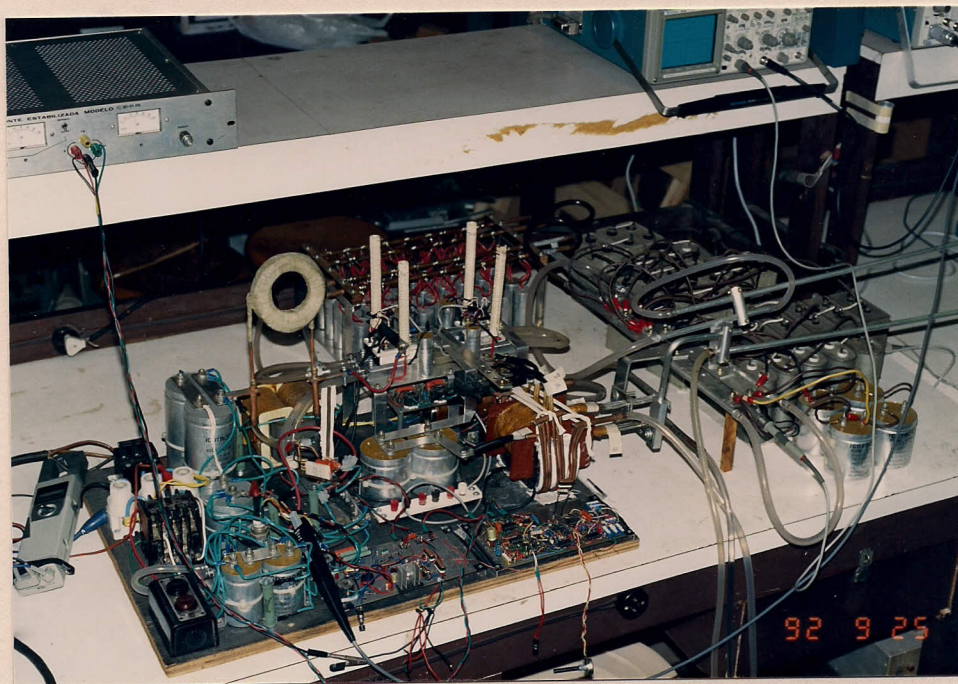


Figura E.1: Conversor visto pela esquerda.

Figura E.2: Bobina de indução, com o recipiente de ferro contendo alumínio em fusão.

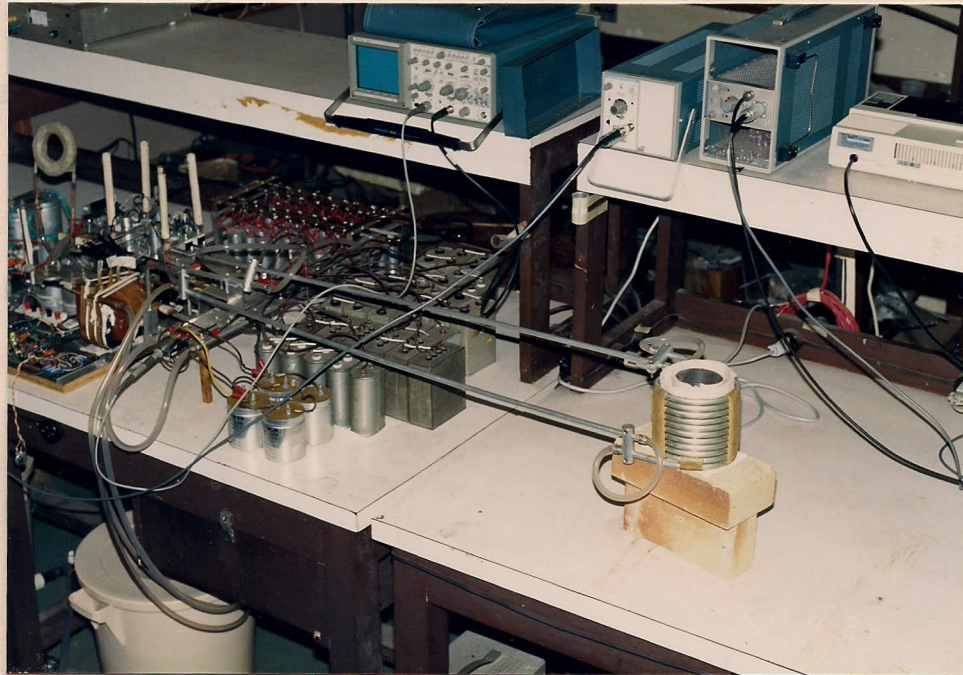


Figura E.2: Conversor visto pela direita, com a bobina de indução no extremo direito.

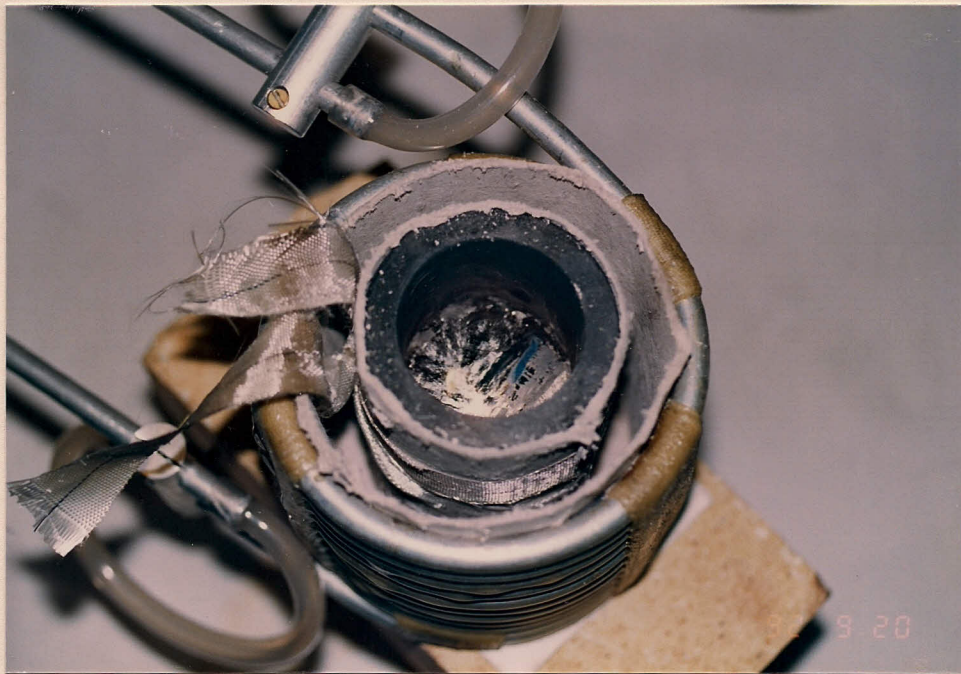


Figura E.3: Bobina de indução, com o recipiente de ferro contendo alumínio em fusão.

## Referências Bibliográficas

- [1] KAISER, W.; KOMATSU, W.; MATAKAS JR., L.; PÓ, W.; ROSSI, L. N. Comparação entre configurações de inversores para aquecimento e fusão por indução. In: SEMINÁRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, Florianópolis, 1988. Florianópolis, UFSC, 1988. p.119-25.
- [2] FERNANDES JR., L. Operação de fornos de indução. São Paulo, ABM-Associação Brasileira de Metais, 1986. 539p.
- [3] BROKMEIER, K.H. Induktives Schmelzen. Mannheim, Brown Boveri & Cie Aktiengesellschaft, 1966.
- [4] MARTINS, W.W. & TOLEDO, E.D. O forno de indução. In:           . Aquecimento elétrico: fornos e soldas. São Paulo, DEE-EPUSP, 1980. Cap. 4, p.122-98. /Apostila/
- [5] GOLDE, E.; LEHMAN, G. Oscillator-circuit thyristor converters for induction heating. Proceedings of the IEEE, v.55, n.8, p.1449-53, Aug. 1967.
- [6] DEWAN, S.B.; HAVAS, G. A solid-state supply for induction heating and melting. IEEE Transactions on Industry and General Applications, v.5, n.6, p.686-92, Nov./Dec. 1969.
- [7] HAVAS, G.; SOMMER, R.A. A high frequency power supply for induction heating and melting. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, v.17, n.4, p.321-6, June 1970.
- [8] STOREY, R.M. Mass heating with static frequency converter. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 8., Milwaukee, 1973. Conference record. New York, IEEE, 1973. p.539.
- [9] KAISER, W.; KOMATSU, W.; PÓ, W. Transformadores de média frequência para eletrotermia. In: SEMINÁRIO INTERNACIONAL DE MOTORES E ACIONAMENTOS REGULÁVEIS, 2., São Paulo, 1991. SIMEAR: anais. São Paulo, EPUSP-ABINEE, 1991. v.2, p.189-202.
- [10] PELLY, B. R. Latest developments in static high frequency power sources for induction heating. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, v.17, n.4, p.297-312, June 1970.
- [11] FRANK, W. E. New developments in high-frequency power sources. IEEE Transactions on Industry and General Applications, v.6, n.1, p.29-35, Jan./Feb. 1970.
- [12] ZHAO, K. B.; PARESH, C.; PREMCHANDRAN, G. A thyristor inverter for medium-frequency induction heating.

IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.31, n.1, p.34-6, Feb. 1984.

- [13] McMURRAY, W. Optimum snubbers for power semiconductors. In: HARNDEN JR., J. D.; GOLDEN, F. B., ed. Power semiconductor applications. New York, IEEE Press, 1971. v.1, p.885-93. (IEEE Press Reprint Series)
- [14] JAIN, P.; DEWAN, S.B. Transient flux requirement of a matching transformer in a series resonant inverter. IEEE Transactions on Magnetics, v.23, n.5, p.2782-4, Sept. 1987.
- [15] JAIN, P.; DEWAN, S.B. Starting problems associated with a transformer coupled load in a series inverter. IEEE Transactions on Magnetics, v.24, n.6, p.2895-7, Nov. 1988.
- [16] LUPI, S. The application of amorphous magnetic alloys in induction heating medium-frequency transformers. IEEE Transactions on Magnetics, v.23, n.5, p.3026-8, Sept. 1987.
- [17] VACCUMSCHMELZE GMBH. Ringbandkerne. Hanau, 1986. 97p.
- [18] VACCUMSCHMELZE GMBH. VITROVAC amorphe metalle. Hanau, 1982. 12p. (VC 001)
- [19] BAKER, R.M. Design and calculation of induction-heating coils. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part II: Applications and Industry, v.76, p.31-40, Mar. 1957.
- [20] TREMAYNE, J.F. Impedance and phase balancing of mains-frequency induction furnaces. IEE Proceedings. Part B: Electric Power Applications, v.130, n.3, p.161-70, May 1983.
- [21] VAUGHAN, J.T.; WILLIAMSON, J.W. Design of induction-heating coils for cylindrical nonmagnetic loads. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, v.64, p.587-92, Aug. 1945.
- [22] VAUGHAN, J.T.; WILLIAMSON, J.W. Design of induction-heating coils for cylindrical magnetic loads. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, v.65, p.887-92, 1946.
- [23] VITINS, J.; SCHWEIZER, A.; STEINER, J.-L. Fast reverse conducting thyristors for high power series resonant circuits. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY MEETING, 19., Chicago, 1984. Conference record. New York, IEEE, 1984. p.715-22.

- [24] INTERNATIONAL RECTIFIER, Heat exchanger data. Kansas, 1978. (Application Note, AN-701, 1978)
- [25] INDUCTOTHERM INDÚSTRIA E COMÉRCIO LIMITADA. Manual de manutenção e operação: VIP POWER-TRAK e VIP POWER-MELT. Diadema, 198?.
- [26] AMERICAN SOCIETY FOR METALS. Metals Handbook. 8.ed. Metals Park, ASM, 1961. v.1.
- [27] MATAKAS JR, L. Retificadores especiais. São Paulo, 1988. 123p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.

#### Bibliografia Recomendada

- BAKER, R.M. Heating of nonmagnetic electric conductors by magnetic induction: longitudinal flux. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, v.63, p.273-8, June 1944.
- BHAT, A. K. S.; SWAMY, M. M. Analysis and design of a parallel resonant converter including the effect of a high-frequency transformer. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.37, n.4, p.297-306, Aug. 1990.
- DEDE, E.J.; GONZÁLES; J.V., LINARES, J.A.; JORDAN, J.; RAMIREZ, D.; RUEDA, P. 25-kW/50-kHz generator for induction heating. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.38, n.3, p.203-9, June 1991.
- FERRER, D.; ROUX, J.; NUNS, J.; PEUREUX, J.L. Contribution of blockable power elements (GTOs) to resonant converters for induction heating. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, 3., Aachen, 1989. EPE: proceedings. Aachen, EPE'89, 1989. v.3, p.1103-8.
- GASPARD, J.Y.; MAKLOUF, B.; BURAI, N. Cuisson par induction: système inducteur évolué et modèle mathématique associé. Revue Générale de l'Electricité, n.6, p. 73-8, juin 1992.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE guide for harmonic control and reactive compensation of static power converters: IEEE Std 519-1981. New York, IEEE, 1981. 51p.
- JAIN, P.; DEWAN, S.B. A starting inverter for a voltage-source series inverter with a transformer-coupled high-Q induction heating load: type A inverter). IEEE Transactions on Industry Applications, v.25, n.4, p.627-33, July/Aug. 1989.
- KAISER, W.; KOMATSU, W.; MATAKAS JR., L.; PÓ, W.; ROSSI, L. N. Influência de conversores estáticos em fornos a

- canal. In: VIII CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 8., Belém, 1990. Anais. Belém, SBA, 1990. v.2, p.1045-50.
- KAISER, W.; KOMATSU, W.; PÓ, W. Harmonic instabilities in channel induction furnaces induced by static converters. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, 4., Firenze, 1991. EPE: proceedings. Firenze, EPE'91, 1991. v.1, p.247-51.
- KLAASENS, J.B.; KLESSER, H.W.; WESENBEECK, M.P.N. van; WINT, K. van der. Interaction between a series-resonant converter and a transformer. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, 4., Firenze, 1991. EPE: proceedings. Firenze, EPE'91, 1991. v.2, p.1-7.
- LANDIS, J.P. A static power supply for induction heating. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, v.17, n.4, p.313-20, June 1970.
- MAPHAN, N. An SCR inverter with good regulation and sine-wave output. IEEE Transactions on Industry and General Applications, v.3, n.2, p.176-87, Mar./Apr. 1967.
- MAPHAN, N. Low-cost ultrasonic frequency inverter using single SCR. IEEE Transactions on Industry and General Applications, v.3, n.5, p.378-88, Sept./Oct. 1967.
- MAUCH, K. Transistor inverters for medium power induction heating applications. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 21., Denver, 1986. Conference record. New York, IEEE, 1986. v.1, p.555-62.
- MERTENS, A.; SKUDELNY, H.C. Operation and control requirements for a GTO used in a parallel resonant inverter for induction heating. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, 3., Aachen, 1989. EPE: proceedings. Aachen, EPE'89, 1989. v.3, p.1097-102.
- MERTENS, A.; SKUDELNY, H.C. Switching losses in a GTO inverter for induction heating. IEEE Transactions on Power Electronics, v.6, n.1, p.93-9, Jan. 1991.
- MORINI, A. Dimensionamento dei trasformatori a media frequenza per elettrotermia. L'Elettrotecnica, v.62, n.1, p.7-15, gen. 1975.
- NUNS, J.; PEUREUX, J.L. Onduleur de courant à GTO appliqué au chauffage par induction à forte puissance et moyenne fréquence. Revue Générale de l'Electricité, n.6, p.68-72, juin 1992.
- PENTEADO JR., A.A. Compensadores estáticos para desequilíbrios: um procedimento de especificação e de análise das interferências nos sistemas elétricos. São Paulo, 1985. 199p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.

REVANKAR, G.N.; GADAG, S.A. Analysis of high frequency inverter circuit. **IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation**, v.20, n.3, p.178-82, Aug. 1973.

SEGSWORTH, R.S.; DEWAN, S.B. Development of a successful inverter for students' laboratory use. In: **IEEE CONFERENCE ON ELECTRIC PROCESS HEATING IN INDUSTRY**, 11., Cleveland, 1973. **Proceedings**. New York, IEEE, 1973. p.119.

STEIGERWALD, R. L. High-frequency resonant transistor DC-DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.31, n.2, p.181-91, May 1984.