



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Instituto de Eletrônica de Potência

INVERSOR BOOST TRIFÁSICO:

TEORIA, EQUACIONAMENTO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO.

**Dissertação Submetida à Universidade Federal de Santa Catarina
para Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica**

MESTRANDO : EDUARDO FÉLIX RIBEIRO ROMANELI

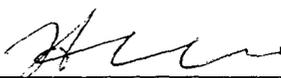
ORIENTADOR : PROF. IVO BARBI, DR. ING.

Florianópolis, janeiro de 1998.

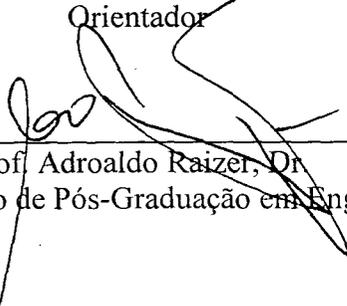
INVERSOR BOOST TRIFÁSICO: TEORIA, EQUACIONAMENTO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO

EDUARDO FÉLIX RIBEIRO ROMANELI

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, ESPECIALIDADE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, TENDO SIDO APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

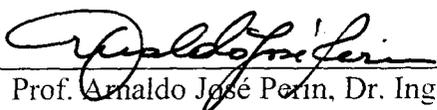


Prof. Adroaldo Raizer, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

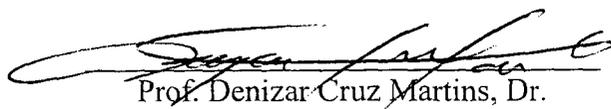
BANCA EXAMINADORA



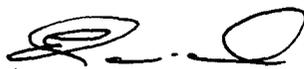
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.

AGRADECIMENTOS

- Ao professor Ivo Barbi pela orientação, estímulo e apoio que dele recebi durante todo o transcorrer deste trabalho.
- Aos professores Arnaldo Perin e Alexandre Ferrari por valiosas contribuições.
- Aos colegas engenheiros Anderson Soares, Roger Gules, Franklin Miguel, Frank Herdt e Marcelo Mezaroba por sugestões e opiniões.
- À UFSC, que através do Departamento de Engenharia Elétrica e do Instituto de Eletrônica de Potência possibilitaram a execução deste trabalho.
- À CAPES pelo apoio financeiro.
- Aos técnicos Luiz M. Coelho e Antonio Luiz S. Pacheco pelo auxílio prestado.

À Leandra e a Gabriela.

Aos meus pais Hilário e Heloiza.

Aos meus sogros Sérgio e Vânia.

AGRADECIMENTOS

- Ao professor Ivo Barbi pela orientação, estímulo e apoio que dele recebi durante todo o transcorrer deste trabalho.
- Aos professores Arnaldo Perin e Alexandre Ferrari por valiosas contribuições.
- Aos colegas engenheiros Anderson Soares, Roger Gules, Franklin Miguel, Frank Herdt e Marcelo Mezaroba por sugestões e opiniões.
- À UFSC, que através do Departamento de Engenharia Elétrica e do Instituto de Eletrônica de Potência possibilitaram a execução deste trabalho.
- À CAPES pelo apoio financeiro.
- Aos técnicos Luiz M. Coelho e Antonio Luiz S. Pacheco pelo auxílio prestado.

SUMÁRIO

| | |
|--|------|
| Simbologia..... | iv |
| Resumo..... | vi |
| Abstract..... | vii |
| Introdução geral..... | viii |
| CAPÍTULO 1 - INVERSOR BOOST TRIFÁSICO | |
| 1.1 - Introdução..... | 1 |
| 1.2 - Princípio de funcionamento..... | 4 |
| 1.2.1 - Circuito equivalente..... | 5 |
| 1.2.2 - Etapas de funcionamento..... | 7 |
| 1.3 - Controle por modos deslizantes..... | 9 |
| 1.3.1 - Princípio de controle..... | 9 |
| 1.3.2 - Determinação dos parâmetros de controle..... | 12 |
| 1.4 - Determinação do comportamento do circuito..... | 15 |
| 1.4.1 - Razão cíclica..... | 15 |
| 1.4.2 - Frequência de comutação..... | 15 |
| 1.4.3 - Corrente no indutor I_L | 16 |
| 1.4.4 - Variação da corrente no indutor boost..... | 17 |
| 1.4.5 - Variação da tensão do capacitor..... | 18 |
| 1.5 - Conclusão..... | 18 |

CAPÍTULO 2 - METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO DE INVERSOR BOOST TRIFÁSICO

| | |
|---|----|
| 2.1 - Introdução..... | 19 |
| 2.2 - Cálculo dos elementos reativos, L e C e dos ganhos K1 e K2..... | 20 |
| 2.3 - Comportamento das variáveis do sistema..... | 22 |
| 2.3.1 - Ondulação de corrente ΔI_L | 22 |
| 2.3.2 - Frequência de comutação..... | 23 |
| 2.3.3 - Variação da tensão no capacitor ΔV | 24 |
| 2.3.4 - Razão cíclica..... | 24 |
| 2.3.4 - Corrente nos indutores L1, L2 e L3..... | 25 |
| 2.4 - Conclusão..... | 28 |

CAPÍTULO 3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

| | |
|---|----|
| 3.1 - Introdução..... | 30 |
| 3.2 - Resultados de simulação..... | 31 |
| 3.2.1 - Simulação com carga resistiva..... | 33 |
| 3.2.2 - Simulação com carga RL..... | 37 |
| 3.2.3 - Simulação perturbação de carga..... | 42 |
| 3.2.4 - Simulação com desequilíbrio das tensões de saída..... | 45 |
| 3.2.5 - Operação a vazio..... | 47 |
| 3.2.6 - Esforço nas chaves..... | 48 |
| 3.2.7 - Controle por modos deslizantes..... | 50 |
| 3.3 - Conclusão..... | 51 |

CAPÍTULO IV - PROTÓTIPO DE INVERSOR BOOST TRIFÁSICO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

| | |
|---|----|
| 4.1 - Introdução..... | 52 |
| 4.2 - Gerador de referência senoidal..... | 52 |
| 4.3 - Circuito de controle por modos deslizantes..... | 59 |
| 4.4 - O circuito de comando dos IGBT's..... | 63 |
| 4.5 - Resultados experimentais..... | 66 |
| 4.5.1 - Operação a vazio..... | 66 |
| 4.5.2 - Operação com carga..... | 69 |
| 4.5.3 - Partida..... | 77 |
| 4.5 - Conclusão..... | 77 |
| Conclusões gerais..... | 79 |
| Anexo 1 - Esquemas..... | 81 |
| Anexo 2 - Desenhos de placas..... | 85 |
| Anexo 3 - Fotografias..... | 93 |
| Referências bibliográficas..... | 95 |

SIMBOLOGIA

| | |
|--------------------------|--|
| $L1, L2, L3$ | Indutores do inversor boost trifásico; |
| $C1, C2, C3$ | Capacitores de saída do inversor boost trifásico; |
| $M1$ | Motor de indução trifásico; |
| R_a | Resistência série do indutor boost; |
| R_o | Resistência de carga; |
| L_o | Indutância de carga; |
| Z_o | Impedância de carga; |
| V_{in} | Tensão das baterias de entrada; |
| $S1, \dots, S6$ | Chaves de potência ; |
| $D1, \dots, D6$ | Diodos; |
| $K1$ | Ganho da malha de corrente; |
| $K2$ | Ganho da malha de tensão; |
| $V1, V2, V3$ | Tensão nos capacitores de saída do inversor boost; |
| ΔV | Ondulação de tensão do capacitor de saída; |
| V_{ref} | Tensão de referência do capacitor de saída; |
| I_L | Corrente no indutor boost genérico; |
| I_{L1}, I_{L2}, I_{L3} | Corrente nos indutores do inversor boost; |
| ΔI_{L1} | Ondulação de corrente no indutor boost; |
| I_{Lref} | Corrente de referência do indutor boost; |
| V^1 | Vetor de derivadas das variáveis I_{L1} e $V1$; |
| V | Vetor das variáveis I_{L1} e $V1$; |
| δ | Histerese do comparador; |
| γ | Estados das chaves 0 ou 1; |
| ψ | superfície de deslizamento; |

| | |
|----------------|---|
| A,B,C,D | Matrizes de coeficientes; |
| X | Matriz dos erros de IL1 e V1; |
| X ^l | Matriz das derivadas dos erros de IL1 e V1; |
| E1 | Erro de corrente; |
| E2 | Erro de tensão; |
| H1 | Comparador com histerese δ ; |
| K ^T | Matriz dos ganhos K transposta; |
| D(t) | Varição da razão cíclica durante um ciclo; |
| f _s | Frequência de chaveamento; |
| Δt_1 | Tempo de condução da chave S1; |
| Δt_2 | Tempo de condução da chave S2. |

RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova técnica para acionamento de um motor de indução trifásico a partir de uma fonte de tensão contínua utilizando uma associação de conversores independentes.

A principal característica desta estrutura resulta em uma tensão elevada e invertida pelo mesmo estágio de potência. Isto permite a construção um inversor mais confiável, eficiente e compacto.

Com o objetivo de produzir uma saída de alta qualidade optou-se pelo controle por modos deslizantes. Assim, é possível produzir tensão senoidal trifásica com baixo conteúdo harmônico. Esta característica é muito importante para garantir altos níveis de eficiência ao motor.

Foram feitas simulações sob diversas condições de funcionamento com objetivo de verificar o desempenho do inversor. Apresenta-se também o projeto de um protótipo de 1kW e seus resultados práticos.

ABSTRACT

This work presents a new technique for driving a three-phase induction motor from a DC source using an association of independent converters.

The main characteristics of this structure is that the voltage is increased and inverted in the same power stage. It allows to build an inverter more reliable, efficient and compact.

In order to produce a high quality output, it was decided to use a sliding mode control. It is able to produce a three-phase sinusoidal voltage with low harmonic content. This feature is very important to guarantee higher levels of efficiency to the motor.

Simulations under several working conditions were done in order to verify inverter performance. It is also presented a 1kW prototype and its practical results.

INTRODUÇÃO GERAL

Os conversores CC – CA, ou inversores de tensão, têm uma aplicação muito importante no acionamento de motores elétricos com velocidade variável. Cabe a esta estrutura converter uma tensão CC de entrada em uma tensão de saída alternada na frequência e amplitude desejadas. As características desta tensão de saída são muito importantes para o desempenho global do conjunto composto pelo inversor e pelo motor a ser acionado.

Apesar de todo o progresso apresentado pelos acionamentos de motores nos últimos anos, eles foram basicamente concentrados na estratégia de controle. Atualmente quase a totalidade dos inversores encontrados no mercado mundial é composta por inversores de tensão, também chamados de inversores tipo buck, conforme Fig. 1. Esta é uma estrutura clássica utilizada há décadas. A grande desvantagem desta solução é que a tensão CA de saída é sempre menor que a tensão CC de entrada. Mesmo em aplicações típicas onde a fonte de alimentação é uma bateria, como em sistemas ininterruptos de energia, este tipo de inversor é utilizado. Nestes casos porém a tensão CA de saída é elevada ou através de um transformador aplicado entre o motor e o inversor ou através de um conversor CC-CC localizado entre a fonte de entrada e a estrutura inversora propriamente dita. Estas soluções levam a um aumento de custo, peso e volume além de uma redução de eficiência e confiabilidade.

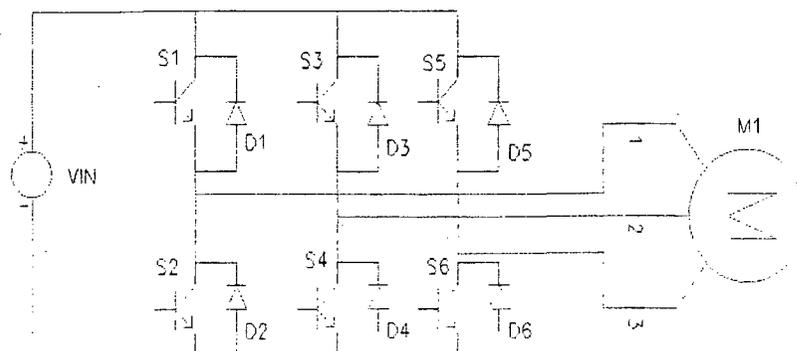


Fig. 1 - Inversor Buck acionando motor.

O progresso das tecnologias de fabricação de semicondutores permite propor novas alternativas para acionamento de motores CA. Estas novas topologias se propõem basicamente a produzir tensão de saída com alta qualidade, alta eficiência, alta densidade de potência, alta confiabilidade, baixo nível de ruído e baixo custo.

O objetivo desta dissertação de mestrado é o desenvolvimento de um inversor de tensão trifásico elevador de tensão; para isto utilizar-se-á a estrutura conhecida por Inversor Boost. Esta nova topologia foi primeiramente proposta por Cáceres [1] e [2] para aplicações monofásicas em sistemas ininterruptos de energia. A estrutura inversora proposta consiste de três conversores operando independentemente. A partir de uma fonte CC de 100V acionar-se-á um motor de indução trifásico com tensão senoidal de frequência e amplitude variáveis. Esta topologia tem a vantagem de gerar uma forma de onda na tensão de saída senoidal com baixa distorção harmônica, o que é fundamental para otimizar a eficiência dos motores de indução, evitando assim a circulação das harmônicas de corrente que geram perdas adicionais no motor. O controle é efetuado por uma estrutura tipo modos deslizantes, com modulador por histerese, já utilizada por Cáceres [3] com grande sucesso. Este tipo de controle foi escolhido pelo baixo conteúdo harmônico apresentado pela tensão de saída, inferior a 1,2%, além de sua robustez, simplicidade de implementação e tempo de resposta reduzido. Este tipo de controle tem como desvantagens a frequência de comutação variável e a complexidade da escolha dos parâmetros.

Este trabalho apresenta o equacionamento, princípio de controle, exemplo de projeto, simulação e resultados práticos do Inversor Boost Trifásico.

CAPÍTULO I

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E CONTROLE DO INVERSOR BOOST TRIFÁSICO

1.1 - INTRODUÇÃO

A proposta de um inversor elevador de tensão de qualidade é produzir uma forma de onda senoidal com um nível de tensão instantânea na saída maior que na entrada. Nas topologias atualmente utilizadas pela indústria, estas etapas (elevação e inversão) são feitas por duas estruturas distintas. Na primeira etapa a tensão de saída é elevada para um nível maior que o de entrada, na maioria dos casos utilizando-se um conversor tipo boost convencional, em seguida é feita a inversão através de um inversor alimentado em tensão, ou como será chamado a partir de agora inversor buck, ligado em cascata conforme Fig 1.1.

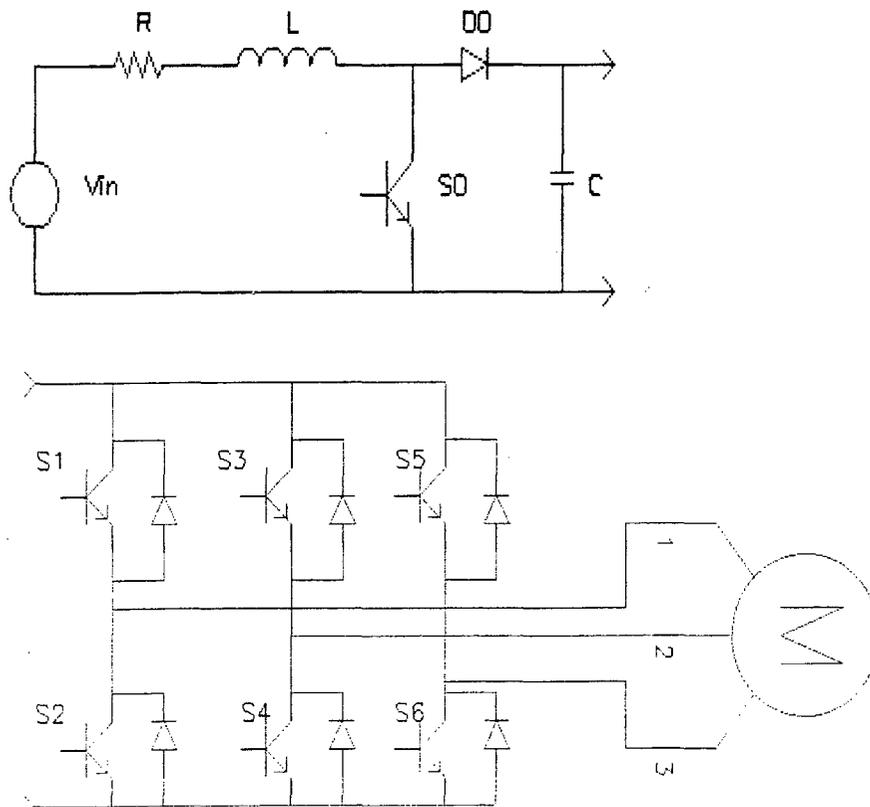


Fig. 1.1 - Conversor boost e inversor buck acionando motor.

A fonte de alimentação V_{in} pode ser uma bateria ou um banco de baterias, o que torna o sistema apto a operar em ambientes móveis como carros, caminhões, aeronaves e embarcações ou em locais afastados e de difícil acesso como estações de retransmissão.

Esta solução tem como desvantagens:

- Maior número de componentes ativos devido à etapa boost;
- Necessidade de comandos distintos para cada etapa;
- Tensão de saída naturalmente quadrada;
- Maiores perdas por processar a energia em duas etapas.

A tensão de saída quadrada pode ser corrigida com a colocação de filtros passivos entre o inversor e o motor, porém esta solução aumentaria o peso e o volume, produziria mais perdas devido ao aumento de reativos em circulação e provocaria a redução do valor eficaz da tensão aplicada ao motor.

A grande vantagem deste sistema é utilizar topologias consagradas e dominadas pela indústria.

Outra possibilidade é a utilização de um transformador trifásico elevador de tensão entre um inversor buck e o motor, conforme Fig. 1.2.

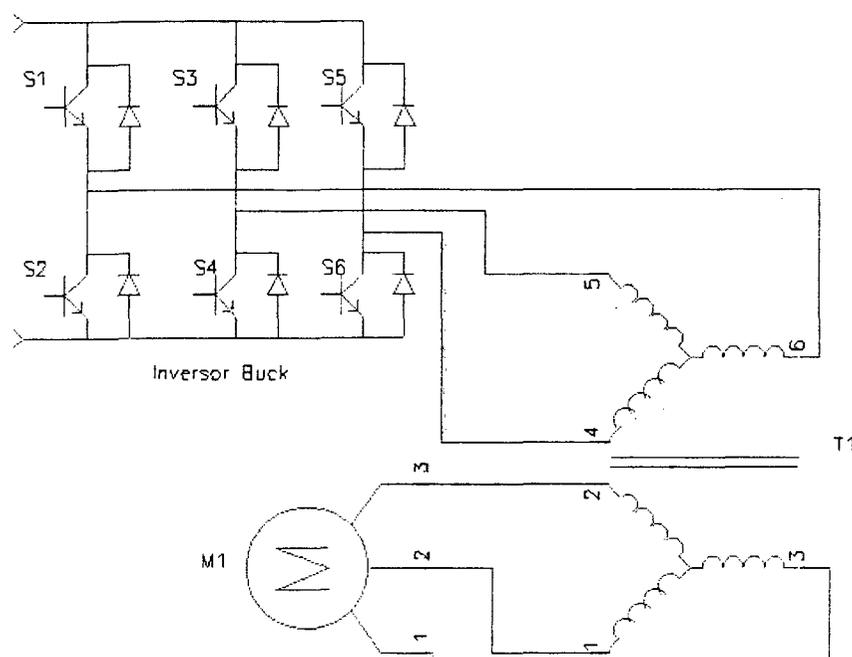


Fig. 1.2 - Inversor buck com transformador na saída.

Esta estratégia tem como vantagem a robustez do conjunto e como grande desvantagem o grande acréscimo de peso e volume que um transformador de baixa frequência representa. A estrutura também requer corrente de entrada descontínua o que em algumas aplicações pode exigir a colocação de grandes indutores na entrada.

Neste capítulo apresenta-se o inversor boost trifásico que se propõe a executar as funções descritas em uma única etapa de transformação provendo uma tensão de saída senoidal com baixo conteúdo harmônico.

Este objetivo é atingido conectando-se três estruturas conversoras independentes operando com defasagem de 120° entre si. Neste caso específico os interruptores devem ser bidirecionais em corrente pois ora o conversor funciona como gerador, ora como receptor. O diagrama básico é apresentado na Fig. 1.3.

A tensão aplicada na fase 1 é V_1 , na fase 2 é V_2 e na fase 3 é V_3 . O nível CC presente em V_1 é o mesmo que em V_2 e V_3 portanto não existe diferença de potencial na saída provocada por este nível CC. As tensões de saída de linha são V_1-V_2 , V_3-V_1 e V_2-V_3 . Os três conversores são conectados ao mesmo potencial negativo da fonte e operam de forma independente gerando uma tensão senoidal defasada em relação às outras. A fonte de entrada é uma só, apesar de aparecer representada três vezes para efeito de simplificação.

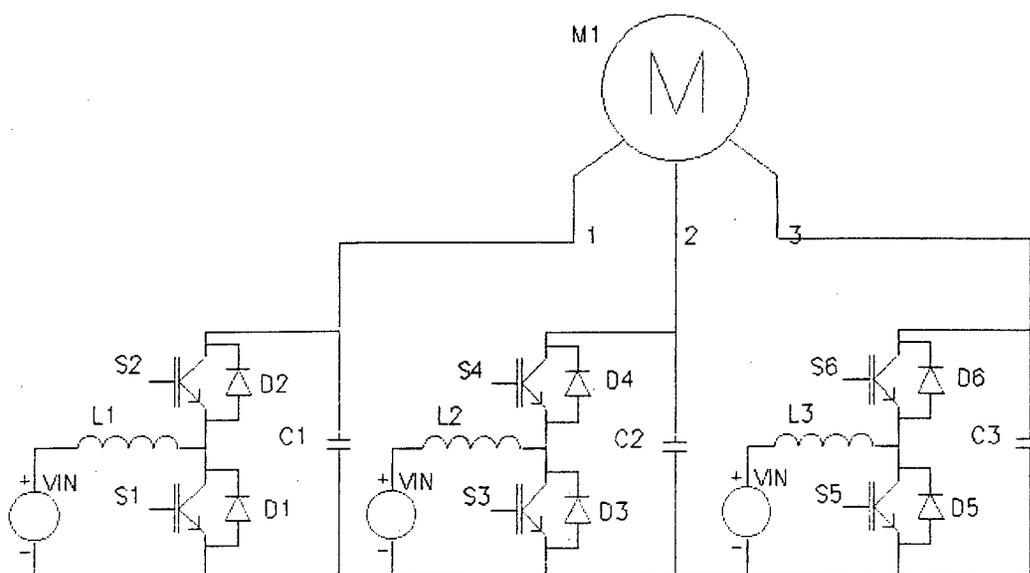


Fig. 1.3 - Esquema simplificado do Inversor Boost Trifásico.

Esta solução tem como vantagens:

- As etapas de elevação e inversão são feitas simultaneamente pela estrutura, o que aumenta a confiabilidade do sistema e reduz as perdas;
- Menor número de componentes;
- Entrada em forma de fonte de corrente, proporcionando menores níveis de interferência eletromagnética;
- Tensão de saída senoidal.

Como desvantagem pode-se citar:

- Níveis de estresse elevados nos semicondutores (altas tensões e altas correntes).

O controle por modos deslizantes foi escolhido pela sua robustez, estabilidade frente a variações de carga e facilidade de implementação. As variáveis envolvidas no controle são as tensões nos capacitores de saída e correntes nos indutores. Os controles, apesar de independentes, devem ser capazes de suportar os transitórios provocados pelas tensões dos outros braços. Este tipo de controle tem como desvantagens a frequência de comutação variável e a complexidade do cálculo dos parâmetros de controle.

1.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Nesta seção descreve-se o princípio de funcionamento e o equacionamento básico do inversor baseando-se no modelo equivalente.

A estrutura proposta é derivada do conversor boost bidirecional em corrente, conforme Fig. 1.4. Este conversor com o controle apropriado permite modular a tensão no capacitor $C1$ através dos interruptores $S1$ e $S2$ e dos diodos $D1$ e $D2$.

Quando a tensão $V1$ deve aumentar a corrente $IL1$ é positiva e conduzem a interruptor $S1$ e o diodo $D2$. No período em que desejamos que a tensão $V1$ decresça a corrente $IL1$ torna-se negativa e conduzem os interruptores $S2$ e $D1$. Tanto a frequência de comutação quanto a largura de pulso com que os interruptores são comandadas são variáveis.

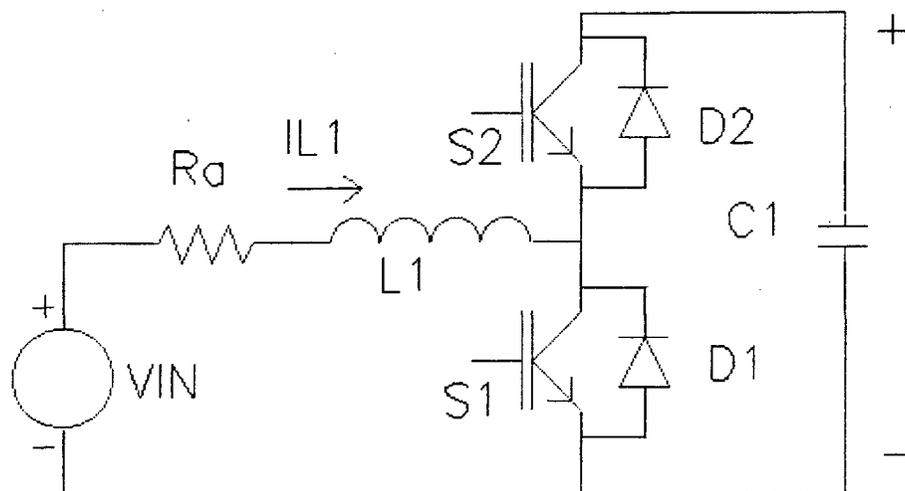


Fig. 1.4 - Conversor boost bidirecional em corrente.

1.2.1 - Circuito equivalente

O circuito trifásico pode ser reduzido a um circuito monofásico equivalente para facilitar o estudo de seu funcionamento. O procedimento utilizado é mostrado na Fig. 1.5.

Finalmente, o circuito equivalente obtido é mostrado na Fig. 1.6. A carga indicada como R_o pode ser entendida como uma impedância Z_o .

Este modelo é utilizado para o equacionamento. O equacionamento do inversor fica bastante simplificado pois o circuito é reduzido a um conversor boost monofásico acionando uma carga linear.

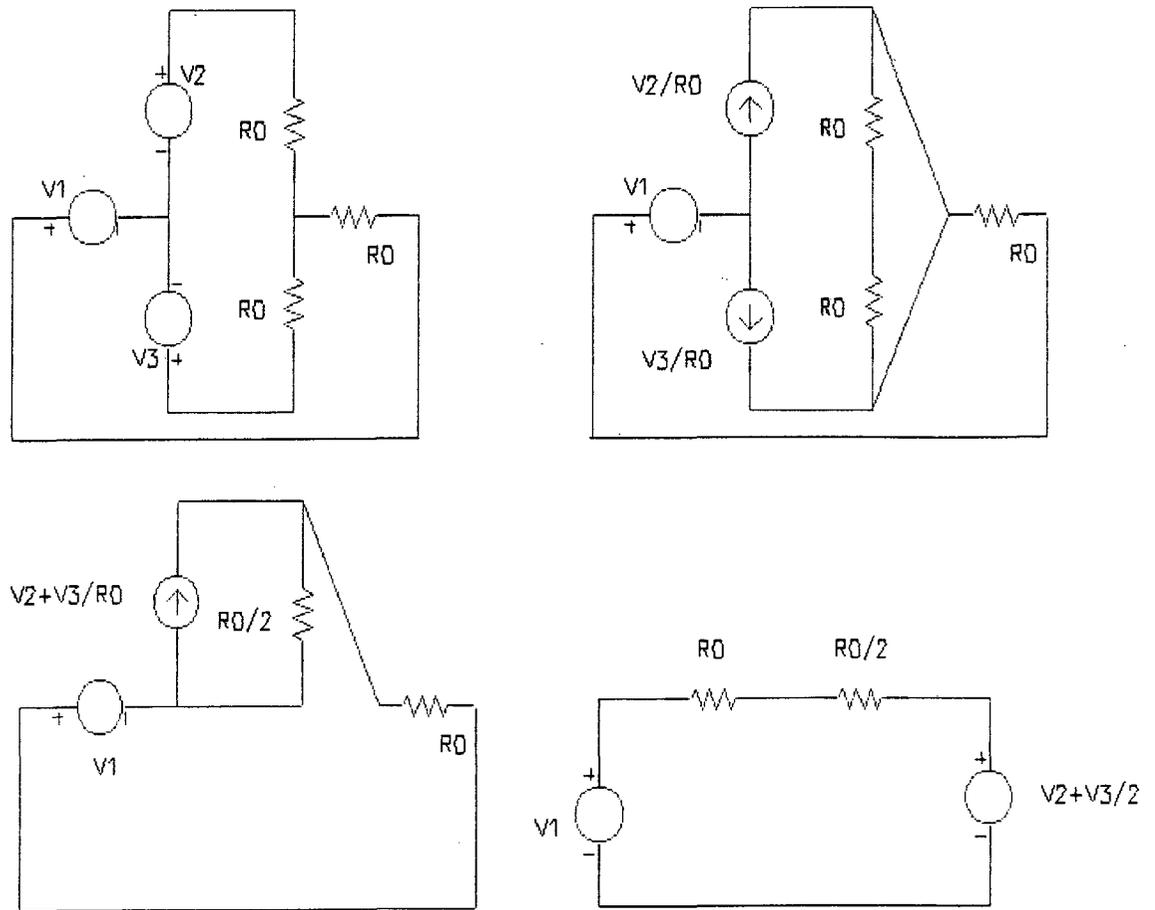


Fig. 1.5 - Etapas para chegar ao circuito equivalente.

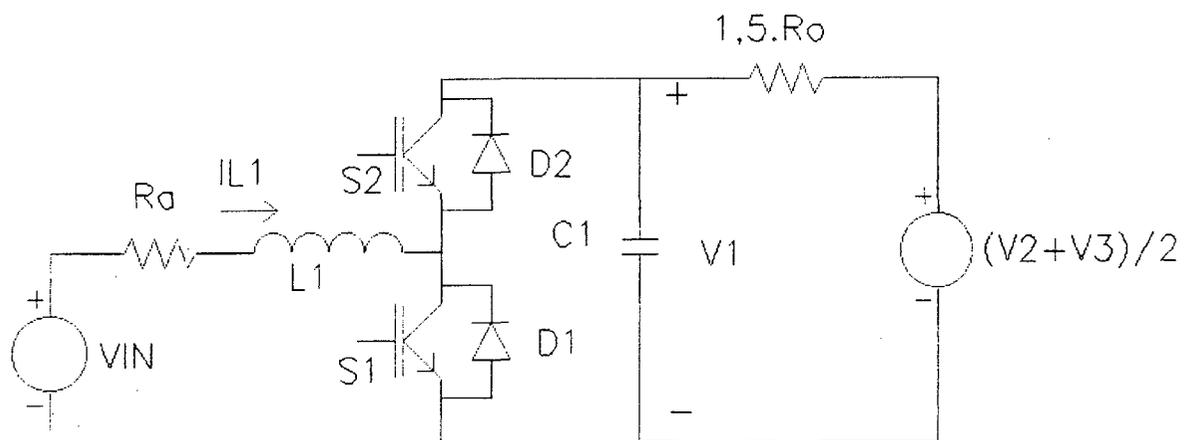


Fig.1.6 - Circuito equivalente.

1.2.2 - Etapas de funcionamento

As etapas de funcionamento são apresentadas a seguir. O comando dos interruptores de potência funciona de forma complementar. Portanto tem-se duas etapas de funcionamento.

Etapa1 - S1 CONDUZINDO, S2 BLOQUEADO

$$L1 \cdot \frac{d}{dt} IL1 = V_{in} - R_a \cdot IL1 \quad (1.1)$$

$$C1 \cdot \frac{d}{dt} V_{c1} = \frac{V2 + V3}{3 \cdot R_o} - \frac{V1}{1.5 \cdot R_o} \quad (1.2)$$

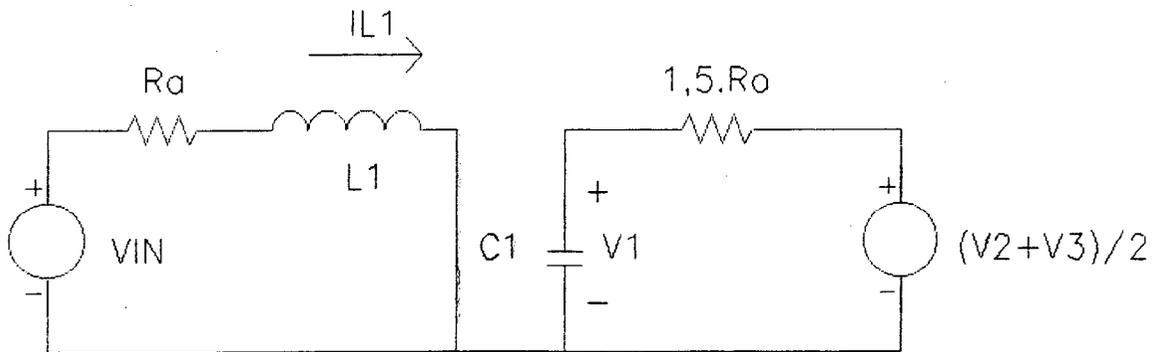


Fig.1.7 - Interruptor S1 CONDUZINDO e S2 BLOQUEADO.

Quando o interruptor S1 está fechado e o interruptor S2 aberto, a corrente $IL1$ sobe linearmente, o diodo D2 está polarizado reversamente e o capacitor C1 transfere energia para a saída. A tensão $V1$ cai. Esta etapa é representada na Fig. 1.7.

Etapa 2 - S1 BLOQUEADO, S2 CONDUZINDO.

$$L1 \cdot \frac{d}{dt} IL1 = V_{in} - R_a \cdot IL1 - V1 \quad (1.3)$$

$$C1 \cdot \frac{d}{dt} V1 = IL1 + \frac{V2 - V3}{3 \cdot R_o} - \frac{V1}{1.5 \cdot R_o} \quad (1.4)$$

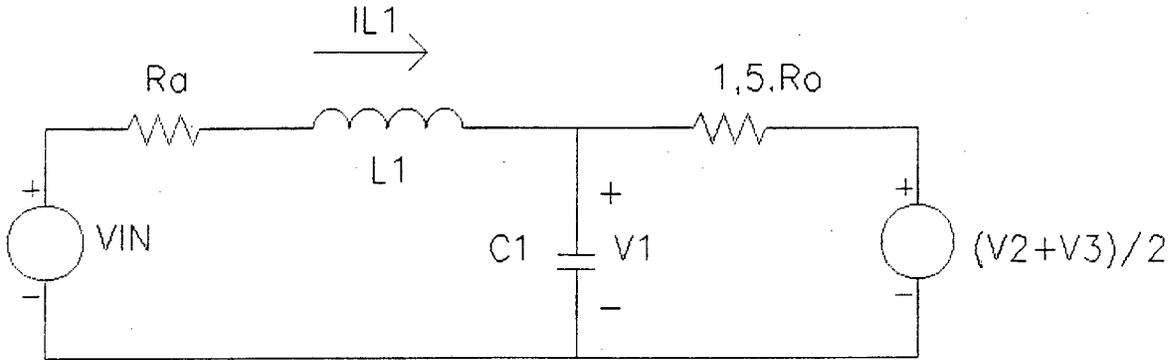


Fig. 1.8 - Interruptor S1 BLOQUEADO e S2 CONDUZINDO.

Nesta segunda etapa de funcionamento a corrente $IL1$ circula pelo capacitor $C1$ e pela carga. A corrente $IL1$ decai a medida que o capacitor $C1$ é carregado. Esta etapa é representada na Fig. 1.8.

O estrutura em questão foi projetada para ser bidirecional em corrente. Em funcionamento normal como conversor, a corrente $IL1$ é sempre positiva e conduzem o interruptor $S1$ e o diodo $D2$, porém na geração da senóide existem períodos em que a corrente inverter-se-á e passam a conduzir o interruptor $S2$ e o diodo $D1$ regenerando energia para a fonte Vin .

As equações do conversor apresentadas em (1.1), (1.2), (1.3) e (1.4) podem ser representadas na forma de vetores de variáveis de estado na seguinte forma:

$$\mathbf{V}^1 = \mathbf{A} \cdot \mathbf{V} + \mathbf{B} \cdot \gamma + \mathbf{C} \quad (1.5)$$

onde

\mathbf{V}^1 Vetor de derivadas de $IL1$ e $V1$;

\mathbf{V} Vetor das variáveis $IL1$ e $V1$;

γ Representa o estado dos interruptores 0 ou 1;

$\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ Matrizes de coeficientes.

As matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} podem ser obtidas a partir do modo de operação do inversor .

A variável γ representa o estado dos interruptores S1 e S2.

1 \Rightarrow S1 CONDUZINDO S2 BLOQUEADO

0 \Rightarrow S1 BLOQUEADO S2 CONDUZINDO

A modelagem do inversor boost no forma de variáveis de estado, tendo como variáveis $IL1$ e $V1$, resulta em:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} IL1 \\ \frac{d}{dt} V1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{-R_a}{L1} \right) & \left(\frac{-1}{L1} \right) \\ \frac{1}{C1} & \left(\frac{-1}{1.5 C1 \cdot R_o} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} IL1 \\ V1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V1}{L1} \\ \left(\frac{-IL1}{C1} \right) \end{bmatrix} \cdot \gamma + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L1} \\ \frac{V2 + V3}{3 \cdot R_o \cdot C1} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

1.3 - CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES

O controle por modos deslizantes foi escolhido por apresentar melhor qualidade da tensão de saída, com excelente dinâmica e robustez, próprias dos sistemas controlados por histerese. Esta forma de controle mostrou-se superior às técnicas convencionais utilizando PWM convencional.

Nesta seção são apresentados os procedimentos de cálculo teórico necessário para determinação das constantes $K1$ e $K2$ (ganhos dos erros de corrente e tensão respectivamente) e dos componentes reativos $L1$ e $C1$. Estes parâmetros são essenciais para que o inversor opere dentro de uma faixa de equilíbrio. Os cálculos necessários são iterativos o que trás a necessidade do uso de cálculo numérico. Como ferramenta para esta análise utiliza-se o software MathCad 5.0.

1.3.1 - Princípio de controle

O controle por modos deslizantes foi desenvolvido com o objetivo de fazer uma determinada variável seguir uma referência. Assim é possível forçar uma trajetória situada

sobre uma curva de deslizamento. As zonas próximas à curva de deslizamento são associadas a um estado dos interruptores S1 e S2. A curva de deslizamento deve ser escolhida de forma que as trajetórias, devido a um controle apropriado, sejam sempre dirigidas à mesma curva. Uma vez preenchida a condição de existência, as variáveis do sistema vão mover-se de um valor inicial até a curva de deslizamento e manter-se-ão aí com uma variação determinada pela histerese do controlador. A correta escolha dos parâmetros K1 e K2 permite que o sistema opere com estabilidade, robustez e com boa resposta a transitórios sob qualquer condição de operação. Para a operação com variação da frequência de saída, como é o caso deste inversor acionando um motor de indução, o ideal seria que K1 e K2 se adaptassem às diversas condições de operação. Como isto não é possível neste caso, a escolha das constantes deve levar em conta o funcionamento satisfatório em qualquer condição.

O controle a ser calculado segue a Fig. 1.9. Apesar de estar representada somente uma fase o diagrama é o mesmo para as três fases. Foi omitido o bloco de controle de corrente máxima no indutor pois não foi implementado [4]. A referência de corrente I_{Lref} pode ser suprimida devido ao fato de na situação de regime esta corrente adaptar-se à operação do conversor. Este sinal é substituído pela componente CA da corrente que pode ser obtida através de um filtro passa-alta [4]. Os blocos K1 e K2 representam ganhos. E1 e E2 são sinais de erro da corrente no indutor e da tensão no capacitor respectivamente. H1 é a histerese em torno da curva de deslizamento. Esta curva pode ser definida por:

$$\Psi = K1 \cdot E1 + K2 \cdot E2 \quad (1.7)$$

Sendo :

$$E1 = I_{L1} - I_{Lref}$$

$$E2 = V1 - V_{ref}$$

A histerese H1 é definida pelo valor de $\pm \delta$ conforme a Fig. 1.10.

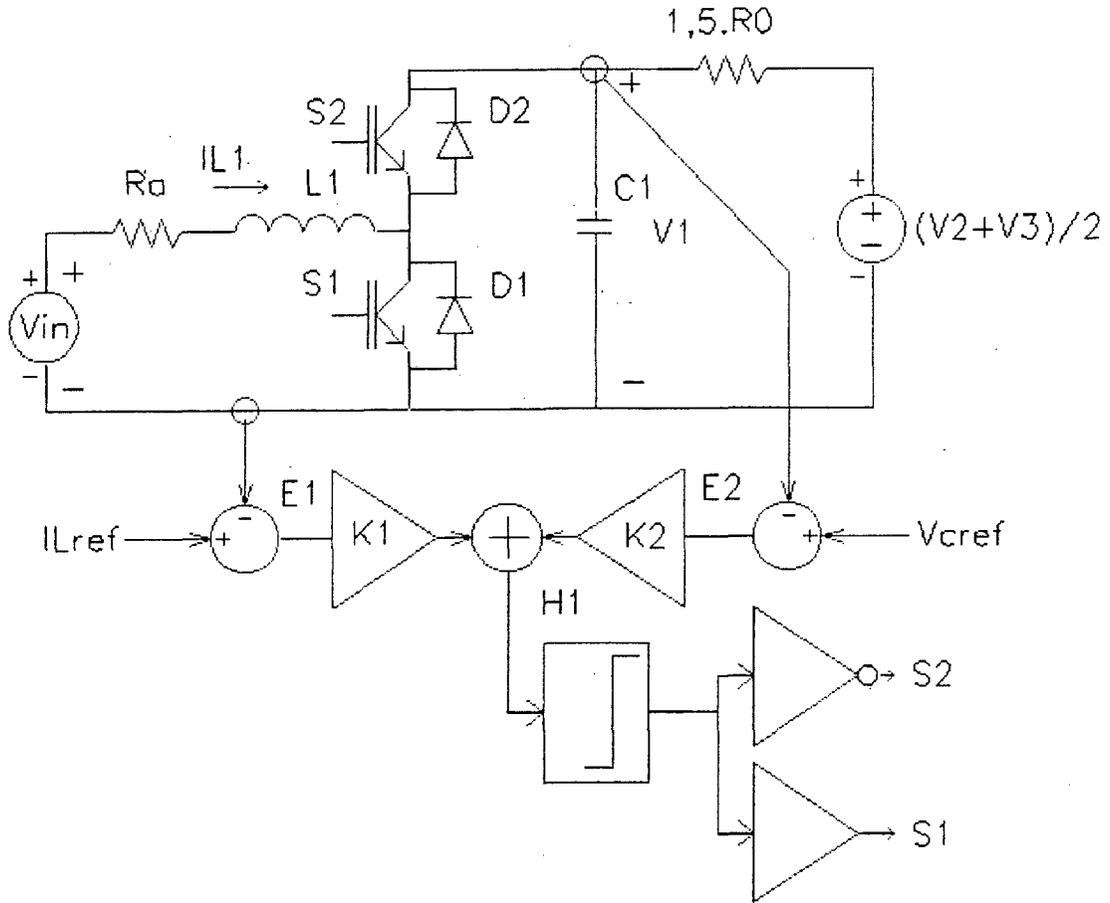


Fig.1.9 - Diagrama de blocos do controle por modos deslizantes.

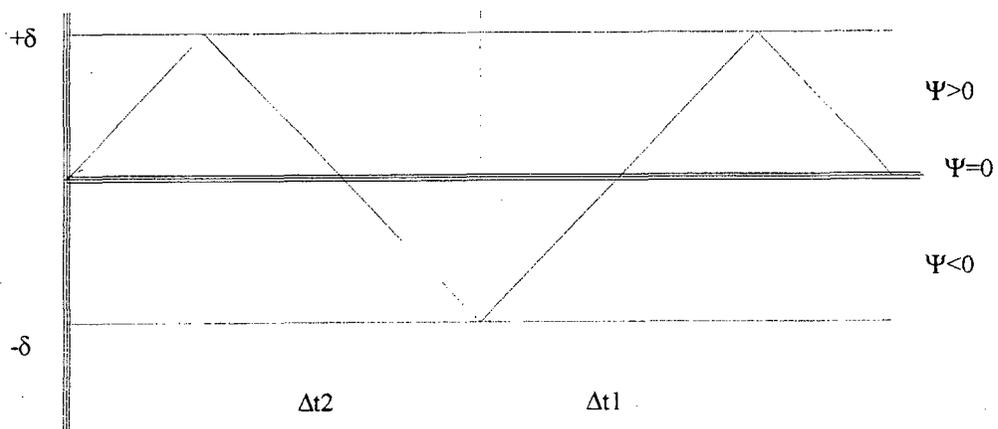


Fig.1.10 - Superfície de deslizamento Ψ x tempo.

1.3.2 - Determinação dos parâmetros de controle.

V^T é o vetor das referências i_{Lref} e V_{ref} . O índice T significa transposição.

$$V = X + V^T \quad (1.9)$$

Aplicando (1.9) em (1.5) obte-se:

$$X^1 = A \cdot X + B \cdot \gamma + D \quad (1.10)$$

onde

$$D = C + A \cdot V_{ref} \quad (1.11)$$

$$D = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L1} \\ \frac{V2 + V3}{3 \cdot Ro \cdot C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{-Ra}{L1} \right) & \left(\frac{-1}{L1} \right) \\ \frac{1}{C1} & \left(\frac{-1}{1.5 \cdot Ro \cdot C1} \right) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{Lref} \\ V_{ref} \end{pmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} \left(\frac{-V_{ref}}{L1} \right) + \frac{V_{in}}{L1} - \frac{Ra \cdot i_{Lref}}{L1} \\ \left(\frac{-V_{ref}}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} \right) + \frac{V2 + V3}{3 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{i_{Lref}}{C1} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Aplicando-se (1.7):

$$\lim_{\Psi \rightarrow 0^+} \frac{d}{dt} \Psi < 0 \quad (1.13)$$

$$\lim_{\Psi \rightarrow 0^-} \frac{d}{dt} \Psi > 0 \quad (1.14)$$

$$\gamma = 1 \quad \Psi < 0$$

$$\gamma = 0 \quad \Psi > 0$$

$$\frac{d}{dt} \Psi = K^T \cdot X^1 = K^T \cdot (A \cdot X + B \cdot \gamma + D) \quad (1.15)$$

$$\lim_{\Psi \rightarrow 0^+} \frac{d}{dt} K^T \cdot (A \cdot X + B\gamma + D) = K^T \cdot A \cdot X + K^T \cdot D < 0 \quad 0 < \Psi < \delta \quad (1.16)$$

$$\lim_{\Psi \rightarrow 0^-} \frac{d}{dt} K^T \cdot (A \cdot X + B\gamma + D) = K^T \cdot A \cdot X + K^T \cdot B + K^T \cdot D > 0 \quad -\delta < \Psi < 0 \quad (1.17)$$

δ é um valor positivo e pequeno, ele determina a faixa de histerese do comparador H1.

Desprezamos a parcela correspondente a X pois consideramos o erro muito menor que o valor absoluto das referências. Assim:

$$K^T \cdot D < 0 \quad 0 < \Psi < \delta \quad (1.18)$$

$$K^T \cdot B + K^T \cdot D > 0 \quad -\delta < \Psi < 0 \quad (1.19)$$

$$K^T \cdot \left[\begin{array}{c} -\frac{V_{ref}}{L1} + \frac{V_{in}}{L1} - \frac{Ra \cdot I_{Lref}}{L1} \\ -\frac{V_{ref}}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{V2 + V3}{3 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{I_{Lref}}{C1} \end{array} \right] < 0$$

$$(K1 \ K2) \cdot \left[\begin{array}{c} -\frac{V_{ref}}{L1} + \frac{V_{in}}{L1} - \frac{Ra \cdot I_{Lref}}{L1} \\ -\frac{V_{ref}}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{V2 + V3}{3 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{I_{Lref}}{C1} \end{array} \right] < 0$$

$$\frac{K1}{L1} \cdot (V_{ref} + V_{in} - Ra \cdot I_{Lref}) + \frac{K2}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} \cdot \left(-V_{ref} + \frac{V2}{2} + \frac{V3}{2} + Ro \cdot I_{Lref} \right) < 0 \quad (1.20)$$

$$K^T \cdot B + K^T \cdot D > 0$$

$$(K1 \ K2) \cdot \begin{bmatrix} \frac{V1}{L1} \\ -\frac{IL1}{C1} \end{bmatrix} + (K1 \ K2) \cdot \begin{bmatrix} -\frac{Vref}{L1} + \frac{Vin}{L1} - \frac{Ra \cdot ILref}{L1} \\ -\frac{Vref}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{V2 + V3}{3 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{ILref}{C1} \end{bmatrix} > 0$$

Como o valor do erro X foi desprezado
nesta simplificação $V1=Vref$ e $IL1=ILref$

$$(K1 \ K2) \cdot \begin{bmatrix} \frac{Vref}{L1} \\ -\frac{ILref}{C1} \end{bmatrix} + (K1 \ K2) \cdot \begin{bmatrix} -\frac{Vref}{L1} + \frac{Vin}{L1} - \frac{Ra \cdot ILref}{L1} \\ -\frac{Vref}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{V2 + V3}{3 \cdot C1 \cdot Ro} + \frac{ILref}{C1} \end{bmatrix} > 0$$

$$\frac{K1}{L1} \cdot (Vin - Ra \cdot ILref) + \frac{K2}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} \cdot \left(-Vref + \frac{V2}{2} + \frac{V3}{2} \right) > 0 \quad (1.21)$$

Com as inequações (1.20) e (1.21) é possível determinar se as trajetórias das variáveis de estado atingirão a curva $\Psi=0$ e permanecerão junto a esta exceto pela faixa de oscilação 2δ . Durante o cálculo dos ganhos e dos elementos reativos, o projetista deve ficar atento para que as inequações mostradas acima sejam sempre respeitadas em toda excursão do sinal de saída e para qualquer condição de carga.

1.4 - DETERMINAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO CIRCUITO

A seguir é apresentado o equacionamento teórico para algumas das variáveis do circuito.

1.4.1 - Razão cíclica:

A razão cíclica é definida pelo tempo de condução do interruptor S1. Consequentemente a razão cíclica de S2 será sempre $1-D(t)$. O equacionamento apresentado baseia-se no fato do controle por modos deslizantes poder ser considerado um controle instantâneo, portanto a relação entre as tensões de entrada e de saída devem valer para qualquer tempo.

$$\frac{Vl(t)}{Vin} = \frac{1}{1 - D(t)}$$

$$D(t) = 1 - \frac{Vin}{Vl(t)} \quad (1.22)$$

1.4.2 - Frequência de comutação:

$$f_s = \frac{1}{\Delta t1 + \Delta t2} = \frac{1}{\Delta t} \quad (1.23)$$

Sendo que $\Delta t1$ é o tempo de condução do interruptor S1 e $\Delta t2$ é o tempo de condução do interruptor S2.

$$\left| \frac{d\psi}{dt} \right| = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{2 \cdot \delta}{\Delta t} \quad \Delta t = \frac{2 \cdot \delta}{\frac{d\psi}{dt}}$$

$$\Delta t1 = \frac{2 \cdot \delta}{\left| \frac{d\psi}{dt} \right|} = \frac{2 \cdot \delta}{\left| \frac{K1}{L1} \cdot (Vin - Ra \cdot ILref) + \frac{K2}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} \cdot \left(-Vref + \frac{V2}{2} + \frac{V3}{2} \right) \right|}} \quad (1.24)$$

$$\Delta t2 = \frac{2 \cdot \delta}{\left| \frac{d\psi}{dt} \right|} = \frac{2 \cdot \delta}{\left| \frac{K1}{L1} \cdot (-Vref + Vin - Ra \cdot ILref) + \frac{K2}{1.5 \cdot C1 \cdot Ro} \cdot \left(-Vref + \frac{V2}{2} + \frac{V3}{2} + Ro \cdot ILref \right) \right|}} \quad (1.25)$$

1.4.3 - Corrente no indutor IL

Energia gerada = energia consumida

$$Vin \cdot IL1(t) = Ra \cdot IL1(t)^2 + V1(t) \cdot Io$$

$$Io = \frac{\frac{V2(t) + V3(t)}{2} - V1(t)}{1.5 \cdot Ro}$$

$$Ra \cdot IL1(t)^2 - Vin \cdot IL1(t) - V1(t) \cdot \frac{\frac{V2(t) + V3(t)}{2} - V1(t)}{1.5 \cdot Ro} = 0$$

$$A \cdot x^2 + B \cdot x + C = 0$$

onde:

$$\begin{aligned}
 A &= R_a \\
 B &= -V_{in} \\
 C &= -\left(V_1(t) \cdot \frac{\frac{V_2(t) + V_3(t)}{2} - V_1(t)}{1.5 \cdot R_o} \right)
 \end{aligned}$$

$$Y = \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4 \cdot A \cdot C}}{2 \cdot A}$$

$$I_{L1}(t) = \frac{V_{in} - \sqrt{V_{in}^2 - 4 \cdot R_a \cdot \left(-V_1(t) \cdot \frac{\left(\frac{V_2(t) + V_3(t)}{2} - V_1(t) \right)}{1.5 \cdot R_o} \right)}}{2 \cdot R_a} \quad (1.26)$$

A equação (1.26) leva em consideração somente a energia ativa processada pelo inversor, portanto tem uma validade restrita a situação próxima a plena carga. Nas situações de carga leve a circulação de energia reativa entre o indutor boost e o capacitor de saída supera em muito a energia ativa processada pela estrutura o que prejudica demasiadamente a precisão do modelo acima.

1.4.4 - Variação de corrente no indutor boost

$$\frac{d I_{L1}}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t_1} = \frac{V_{in} - R_a \cdot I_{L1}(t)}{L_1}$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_{in} - R_a \cdot I_{L1}(t)) \cdot \Delta t_1}{L_1} \quad (1.27)$$

1.4.5 - Variação de tensão do capacitor:

$$\frac{dV_1}{dt} = \frac{\Delta V_1}{\Delta t_1} = \frac{V_2(t) - V_1(t)}{C1R_o}$$

$$\Delta V_1 = \frac{V_2(t) - V_1(t)}{C1R_o} \cdot \Delta t_1 \quad (1.28)$$

1.5 - CONCLUSÃO

O estudo teórico da topologia proposta mostrou que é viável gerar tensão senoidal trifásica com valores maiores que a saída utilizando uma única etapa de processamento de energia.

Determinou-se um modelo equivalente para o inversor trifásico. Este modelo facilitou muito o equacionamento.

Decidiu-se adotar-se o controle por modos deslizantes por apresentar a melhor qualidade da tensão de saída aliado a boas características dinâmicas. Demonstrou-se a possibilidade de utilização desta técnica através do equacionamento do inversor. A partir das inequações pode-se obter as constantes de controle K1 e K2. A escolha correta destes parâmetros permite manter o inversor trabalhando dentro de uma faixa de estabilidade.

As principais variáveis envolvidas na operação da estrutura foram obtidas.

CAPÍTULO II

METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO DE INVERSOR BOOST TRIFÁSICO

2.1 - INTRODUÇÃO

O dimensionamento de uma estrutura controlada por modo deslizantes é uma tarefa com certo grau de dificuldade. Devido ao fato deste tipo de controle utilizar um modulador tipo controle por histerese, a frequência de comutação é variável e dependente do ponto de operação, as variáveis do controlador podem ser afetadas por erros em regime permanente e a seleção dos parâmetros de controle pode ser difícil pela complexidade da teoria de controle por modos deslizantes.

Neste capítulo apresentar-se-á uma metodologia de projeto para o inversor boost trifásico a partir das equações desenvolvidas no Capítulo I desta dissertação. A metodologia adotada é similar ao modelo proposto por [3], porém adaptado à operação trifásica.

Partindo das especificações básicas obter-se-á os elementos reativos e os ganhos do controle por modos deslizantes. Todos os valores obtidos correspondem à operação em 60 Hz. Para operação em frequências diferentes os parâmetros $L1$, $C1$, $K1$ e $K2$ devem ser os mesmos pois são fixos mas o comportamento das variáveis deve ser observado a partir da mesma metodologia. Apesar de todo procedimento de cálculo ter sido desenvolvido somente para uma das fases, este pode ser repetido integralmente para as demais.

2.2 - CÁLCULO DOS ELEMENTOS REATIVOS L1 E C1 E GANHOS K1 E K2

Os dados de entrada para o cálculo são apresentados abaixo:

| | |
|---|---|
| $V_{in} = 100 \text{ V}$ | Tensão de entrada; |
| $P_o = 1000 \text{ W}$ | Potência de saída; |
| $f_o = 60 \text{ Hz}$ | Frequência da tensão de saída; |
| $R_o = 40 \text{ } \Omega$ | Resistência de carga; |
| $L_o = 10 \text{ mH}$ | Indutância de carga; |
| $f_{smax} = 25 \text{ kHz}$ | Frequência de comutação <u>máxima</u> ; |
| $\delta = 0.3 \text{ V}$ | Histerese do comparador do controlador; |
| $V_1 = 300 + 164 \cdot \text{sen}(w.t)$ | Tensão de referência da fase 1; |
| $V_2 = 300 + 164 \cdot \text{sen}(w.t + 120)$ | Tensão de referência da fase 2; |
| $V_3 = 300 + 164 \cdot \text{sen}(w.t + 240)$ | Tensão de referência da fase 3. |

Dada uma estimativa de $C = 40 \text{ uF}$ devido à disponibilidade do componente e fixando $K_2 = 0.025$ para evitar que o circuito sature com uma tensão maior que a de alimentação (15 V), assim pode-se efetuar os cálculos.

Por se tratar de um processo iterativo todas as variáveis devem ter um valor inicial arbitrado.

| | |
|--------------------------|--|
| $\Delta V = 1 \text{ V}$ | Varição da tensão do capacitor de saída; |
| $K_1 = 0,2$ | Ganho da malha de corrente; |
| $L_1 = 1 \text{ mH}$ | Indutor boost. |

$$\frac{(V_{in} - (R_a \cdot I_{Lref}(x))) \left[\frac{K_1}{L_1} (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x)) + \frac{K_2}{C_1 \cdot R_0} \left(\frac{V_2(x) + V_3(x)}{3} - \frac{V_{ref}(x)}{1.5} \right) \right]}{L_1 \cdot I_{Lref}(x)} = 0.2$$

$$\frac{K_1}{L_1} (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x)) + \frac{K_2}{C_1 \cdot R_0} \left(\frac{V_2(x) + V_3(x)}{3} - \frac{V_{ref}(x)}{1.5} \right) = \frac{1}{L_1} (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x) - V_{ref}(x)) - \frac{K_2}{C_1 \cdot R_0} \left(\frac{V_2(x) + V_3(x)}{3} - R_0 \cdot I_{Lref}(x) - \frac{V_{ref}(x)}{1.5} \right) = 25000$$

$$C1 = \frac{\left| \frac{V2(x) + V3(x)}{2} - V_{ref}(x) \right|}{1.5 \cdot \Delta V \cdot R0} \cdot \frac{2 \cdot \delta}{\left[\frac{K1}{L1} \cdot (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x)) + \frac{K2}{C1 \cdot R0} \left(\frac{V2(x) + V3(x)}{3} - \frac{V_{ref}(x)}{1.5} \right) \right]}$$

Assim a partir de um processo iterativo envolvendo as três equações obtém-se:

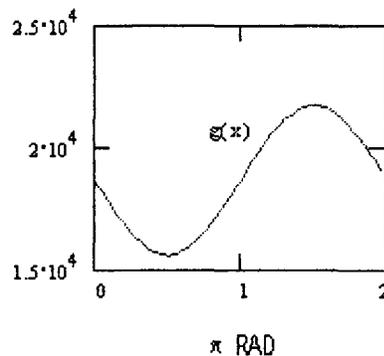
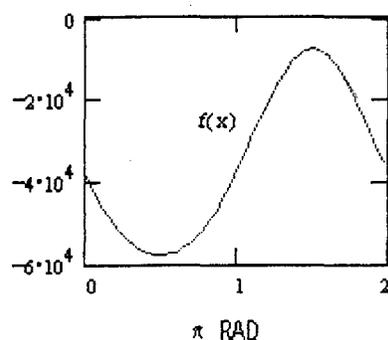
$$K1 = 0,15;$$

$$K2 = 0,025;$$

$$C1 = 40 \text{ uF};$$

$$L1 = 800 \text{ uH}.$$

Para verificar-se a estabilidade do controlador com os parâmetros calculados executa-se uma verificação visual do comportamento das variáveis $f(x)$ e $g(x)$. A primeira deve ser sempre negativa enquanto a segunda sempre positiva no intervalo de 0 a 2π radianos.



$$f(x) = \frac{K1}{L1} \cdot (V_{in} - V_{ref}(x) - R_a \cdot I_{Lref}(x)) - \frac{K2}{C1 \cdot R0} \left(\frac{V2(x) + V3(x)}{3} - \frac{V_{ref}(x)}{1.5} + R0 \cdot I_{Lref}(x) \right)$$

$$g(x) = \frac{K1}{L1} \cdot (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x)) + \frac{K2}{C1 \cdot R0} \left(\frac{V2(x) + V3(x)}{3} - \frac{V_{ref}(x)}{1.5} \right)$$

Assim, os parâmetros calculados foram aprovados no que se refere à estabilidade do sistema.

2.3 - COMPORTAMENTO DAS VARIÁVEIS DO SISTEMA

O comportamento do sistema pode ser previsto com razoável precisão conforme as equações abaixo. Todo o equacionamento apresentado baseia-se no modelo equivalente descrito na seção 1.2.1.

2.3.1 - Ondulação de corrente:

A ondulação de corrente consiste na variação em alta frequência da corrente nos indutores.

$$\Delta IL1 = \frac{(V_{in} - (R_a \cdot I_{Lref}(x))) \cdot \left[\frac{K}{L1} \cdot (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x)) + \frac{K2}{C1 \cdot R0} \left(\frac{V2(x) + V3(x)}{3} - \frac{V_{ref}(x)}{1.5} \right) \right]}{L1} \cdot 2\delta$$

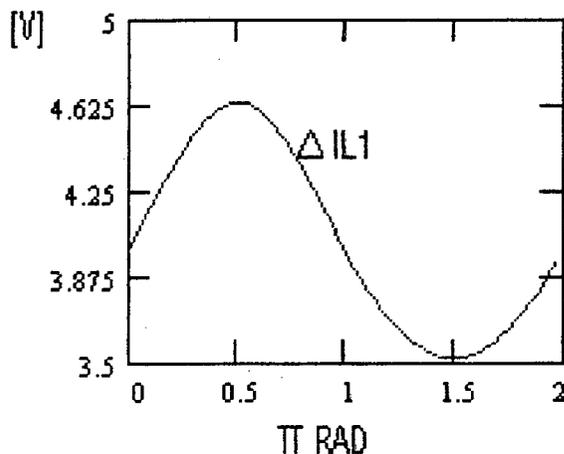


Fig. 2.1 - Ondulação da corrente dos indutor L1, L2 e L3.

A ondulação de corrente máxima é de 4,625. Que corresponde a 22% da corrente no indutor neste ponto de operação conforme a Fig. 2.1.

2.3.2 - Frequência de comutação:

A frequência de comutação pode ser definida a partir dos tempos de condução dos interruptores S1 e S2 desprezando-se o tempo morto.

$$F_s := \frac{1}{\left[\frac{2\delta}{\frac{K1}{L1} \cdot (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x)) + \frac{K2}{C1 \cdot R0} \left(\frac{V\lambda(x) + V\lambda(x)}{3} - \frac{Vref(x)}{1.5} \right)} \right] + \left[\frac{-2\delta}{\frac{K1}{L1} \cdot (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x)) - Vref(x) + \frac{K2}{C1 \cdot R0} \left(\frac{V\lambda(x) + V\lambda(x)}{3} + R0 \cdot I_{Lref}(x) - \frac{Vref(x)}{1.5} \right)} \right]}$$

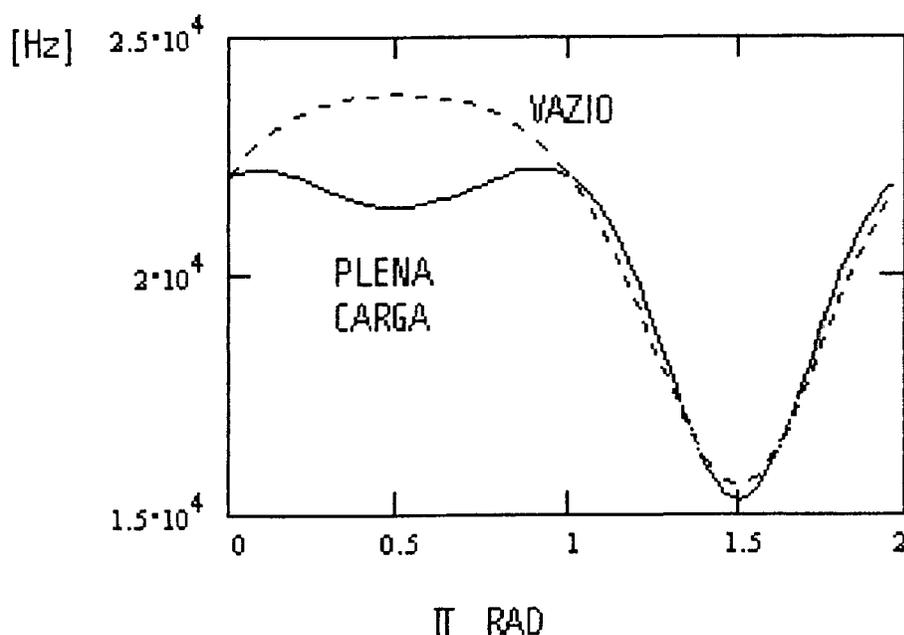


Fig. 2.2 - Frequência de comutação no intervalo de 0 a 2π .

Pode-se observar o comportamento da frequência de comutação durante um ciclo completo de funcionamento na Fig. 2.2. A forma de onda tracejada apresenta o comportamento da tensão quando operando a vazio e o traço contínuo mostra o comportamento quando operando com carga nominal. A frequência máxima teórica é de 24 kHz.

2.3.4 - Variação da tensão no capacitor ΔV :

A variação da tensão no capacitor de saída pode ser descrita pela seguinte expressão:

$$\Delta V(x) := \frac{\left| \frac{V2(x) + V3(x)}{2} - V_{ref}(x) \right|}{1.5 \cdot C1 \cdot R0} \cdot \frac{2 \cdot \delta}{\left[\frac{K1}{L1} \cdot (V_{in} - R_a \cdot I_{Lref}(x)) + \frac{K2}{C1 \cdot R0} \cdot \left(\frac{V2(x) + V3(x)}{3} - \frac{V_{ref}(x)}{1.5} \right) \right]}$$

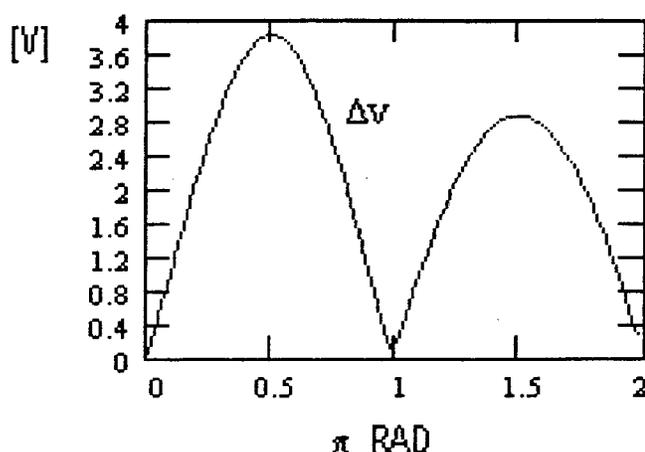


Fig. 2.3 - Variação de tensão no capacitor C1, C2 e C3.

A Fig. 2.3 mostra a variação da tensão de saída nos capacitores de filtro C1, C2 e C3 durante um ciclo de operação. Como pode-se observar o valor máximo está em torno de 3,8 V.

2.3.4 - Razão cíclica:

Além da frequência, a razão cíclica também varia dentro de um ciclo de funcionamento.

$$D(x) = 1 - \frac{V_{in}}{V1(x)}$$

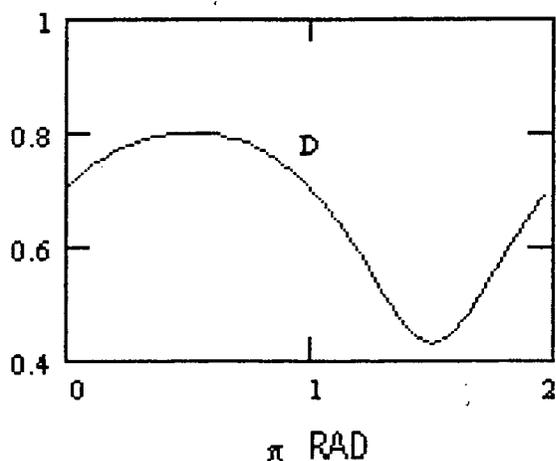


Fig. 2.4 - Variação do razão cíclica de 0 a 2π .

A variação da razão cíclica dentro de um ciclo de funcionamento pode ser visualizada na Fig. 2.4.

2.3.5 - Corrente nos indutores L1, L2 e L3:

As correntes nos indutores boost L1, L2 e L3 podem ser representadas por:

$$IL1 = \frac{V_{in} - \sqrt{V_{in}^2 - 4 \cdot R_a \cdot (-V_{ref}(x))} \cdot \left(\frac{V2(x) + V3(x) - V_{ref}(x)}{2} \right)}{2 \cdot R_a \cdot 1.5 \cdot R_0}$$

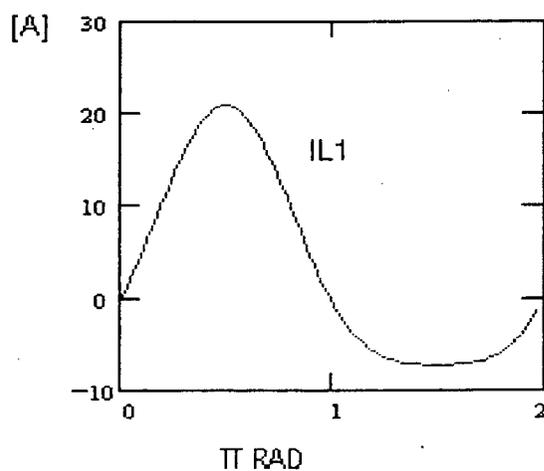


Fig. 2.5 - Corrente nos indutores L1, L2 e L3

Na Fig. 2.5 pode-se observar a corrente nos indutores boost. O equacionamento para a corrente IL_1 não leva em conta a circulação de reativos que é predominante em cargas leves tampouco a comutação de alta frequência que se sobrepõe a este sinal.

O valor médio e eficaz da corrente é:

$$AVGT := \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} IL_{ref}(x) dx \quad AVGT = 3.42 \quad A$$

$$RMST := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} IL_{ref}(x)^2 dx} \quad RMST = 10.757 \quad A$$

O valor aproximado das correntes médias e eficazes que circulam pelos interruptores e diodos pode ser determinado da seguinte forma:

Correntes médias (os valores correspondem a carga nominal @ 60Hz):

Interruptor S1

$$AVG1 := \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} IL_{ref}(x) dx \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} D(x) dx$$

$$AVG1 = 4.76 \quad A$$

Interruptor S2

$$AVG2 := \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} IL_{ref}(x) dx \cdot \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (1 - D(x)) dx$$

$$AVG2 = 1.218 \quad A$$

Diodo D1

$$\text{AVG1} := \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\pi}^{2 \cdot \pi} I_{\text{ref}}(x) dx \cdot \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2 \cdot \pi} D(x) dx$$

$$|\text{AVG1}| = 1.529 \text{ A}$$

Diodo D2

$$\text{AVG2} := \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} I_{\text{ref}}(x) dx \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - D(x)) dx$$

$$\text{AVG2} = 1.407 \text{ A}$$

Correntes eficazes (os valores correspondem a carga nominal @ 60Hz):

Interruptor S1

$$\text{RMS1} := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} I_{\text{ref}}(x)^2 dx} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} D(x) dx}$$

$$\text{RMS1} = 8.722 \text{ A}$$

Interruptor S2

$$\text{RMS2} := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\pi}^{2 \cdot \pi} I_{\text{ref}}(x)^2 dx} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2 \cdot \pi} (1 - D(x)) dx}$$

$$\text{RMS2} = 2.759 \text{ A}$$

Diodo D1

$$\text{RMS1} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} I_{\text{ref}}(x)^2 dx} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} D(x) dx}$$

$$\text{RMS1} = 3.091 \text{ A}$$

Diodo D2

$$\text{RMS2} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{ref}}(x)^2 dx} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - D(x)) dx}$$

$$\text{RMS2} = 4.742 \text{ A}$$

2.4 - CONCLUSÃO

Os resultados mostraram-se compatíveis com a expectativa para um inversor de 1 kW. Os cálculos foram concentrados na operação a 60 Hz com carga nominal. Nestas condições ocorrem os maiores esforços de tensão e de corrente nos interruptores.

O cálculo dos parâmetros do sistema pode ser obtido com o auxílio de um programa de cálculo como o MathCad 5.0 ou similar. A estabilidade do sistema foi garantida para toda a excursão do sinal através da observação das inequações de estabilidade deduzidas no Capítulo I. As principais variáveis envolvidas na operação do inversor também foram calculadas e seu comportamento analisado durante um ciclo de funcionamento sem que qualquer impropriedade fosse detectada.

Serão necessários pequenos ajustes nos valores de K1 e K2 em torno do valor calculado para que o inversor opere adequadamente no extremo inferior da faixa de frequência de operação (15 Hz). Por operação adequada entenda-se baixa variação da

tensão nos capacitores, variações controladas da corrente no indutor boost e principalmente frequência de comutação sob controle. Os níveis de corrente eficaz nos interruptores de potência e a frequência de comutação máxima calculada para o inversor levam a necessidade do uso de componentes ultra-rápidos com modelagem por fonte de tensão quando em condução. IGBT's de última geração seriam uma escolha apropriada. Estes componentes apesar de pouco comuns já estão disponíveis no mercado nacional. O restante do circuito não parece apresentar outros pontos críticos.

CAPÍTULO III

RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

3.1 - INTRODUÇÃO

Com o objetivo de confirmar os resultados obtidos no Capítulo II foram feitas diversas simulações utilizando o simulador de circuitos Pspice. Para um desempenho satisfatório do programa, foram feitas algumas considerações listadas a seguir:

- Os capacitores foram considerados ideais, portanto com impedância série igual a zero;
- Os indutores foram modelados com uma resistência série R_a ;
- Circuitos amplificadores operacionais foram substituídos pelo seu modelo matemático ideal: uma fonte de tensão controlada com impedância de entrada infinita e de saída igual a zero;
- Os circuitos comparadores H1 foram substituídos por tabelas ;
- Os IGBT's foram substituídos por interruptores ideais.

O inversor boost trifásico controlado por modos deslizantes foi simulado com os seguintes parâmetros:

- $V_{in} = 100 \text{ V}$;
- V_o variando de $41.\text{sen}(94.t)$ com tensão e frequência mínimos até $164.\text{sen}(377.t)$ na frequência e tensão máximas;
- Potência máxima de saída igual a 1000W ;
- Indutores boost $L1 = L2 = L3 = 800\mu\text{H}$;
- Capacitores de filtragem de saída $C1 = C2 = C3 = 40\mu\text{F}$;
- Ganho da malha de corrente $K1 = 0,15$;
- Ganho da malha de tensão $K2 = 0,025$;
- Histerese do comparador $\delta = 0,3$.

O circuito simulado é apresentado na figura 3.1. Os resultados obtidos são apresentados a seguir.

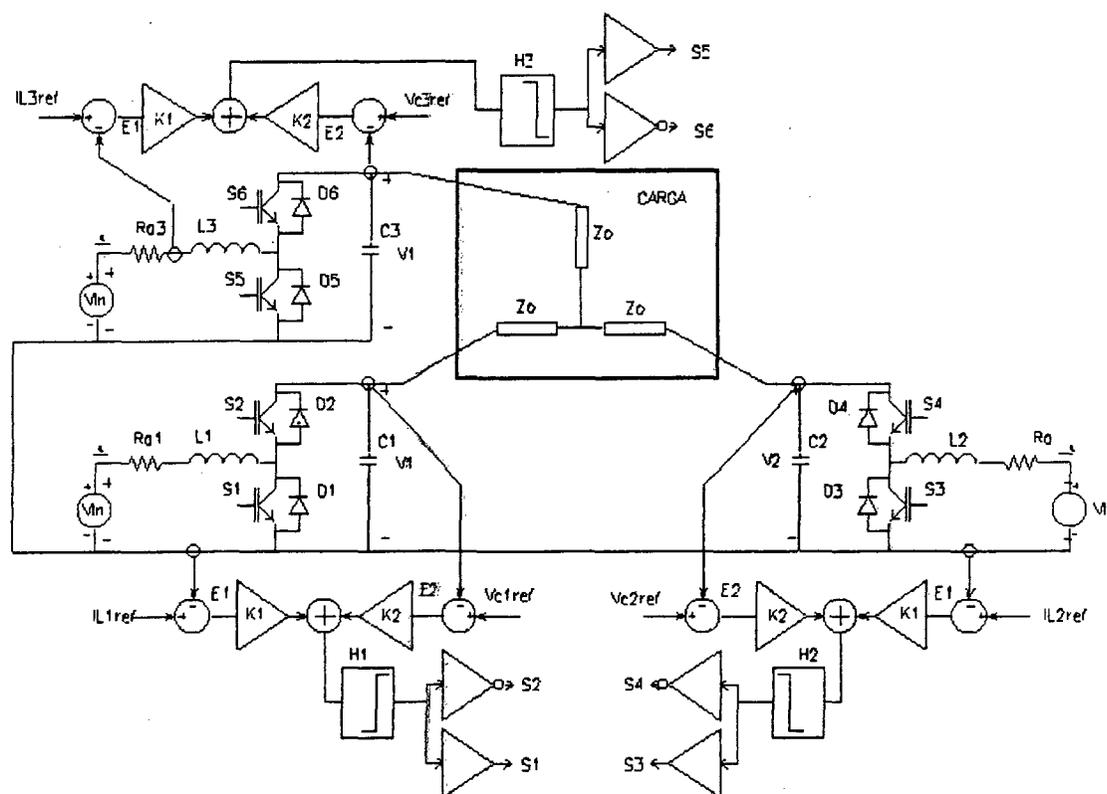


Fig. 3.1 - Esquema do circuito simulado no programa Pspice.

3.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

O circuito foi simulado com o arquivo listado a seguir:

INVERSOR BOOST TRIFASICO

*FONTE CONTINUA

VCC 1 0 100

.param carga=40

.param freq=60

.param ampli=162

.PARAM CAP=15n

.PARAM OFFSET=300

.param ampli2=140

.param ampli3=180

*ESTAGIO DE POTENCIA

LB 2 3 800uH IC=0

RLB 1 2 0.001

CB 4 0 40UF IC=310

*carga trifasica

ROA 4 501 {carga}

ROB 104 502 {carga}

ROC 204 503 {carga}

LOA 501 500 10mH

LOB 502 500 10mH

LOC 503 500 10mH

SC1 501 501B 555 0 SMOD
 SC2 502 502B 555 0 SMOD
 SC3 503 503B 555 0 SMOD
 ROA2 501 501B {carga}
 ROB2 502 502B {carga}
 ROC2 503 503b {carga}
 vcont 555 0 pulse(-15 15 20m 1u 1u
 100m 100m)
 rcont 555 0 1k

*INTERRUPTORES
 SM1 3 0 16 0 SMOD
 *DAX 3 A DMOD
 SM2 4 3 0 16 SMOD
 *DBX B 3 DMOD

DS1 0 3 DMOD
 DS2 3 4 DMOD

*MEDIDOR DE CORRENTE
 EC 10 0 VALUE={150.V(1,2)}

*FILTRO P-H

RFA 10 11 10K
 RFB 12 13 10K
 CF 11 12 {CAP} IC=0
 RPH 12 0 5MEG
 EPH 13 0 0 12 100000

VCA 5 0 SIN({OFFSET} {ampli} {freq}
 10m 0 0)
 RVA 5 0 10000

*CONTROLE TENSAO DE SAIDA
 ECT 14 0 VALUE={0.025.(V(4)-V(5))-
 V(13)}
 RCT 14 0 1K
 EXB 15 0 VALUE={V(17)/50}
 RXB 15 0 1K
 EYB 16 0 TABLE {V(15)-V(14)}
 +(-1.0,-15)(-0.001,-
 15)(0.0,0.0)(+0.001,+15)(+1.0,+15)
 RYB 16 17 1K
 CYB 17 0 0.3NF IC=15

*ESTAGIO DE POTENCIA
 L2B 102 103 800uH IC=4
 R2LB 1 102 0.001
 C2B 104 0 40UF IC=440

*INTERRUPTORES
 S2M1 103 0 116 0 SMOD
 S2M2 104 103 0 116 SMOD
 D2S1 0 103 DMOD
 D2S2 103 104 DMOD

*MEDIDOR DE CORRENTE
 E2C 110 0 VALUE={150*V(1,102)}

*FILTRO P-H
 R2FA 110 111 10K
 R2FB 112 113 10K
 C2F 111 112 {CAP} IC=0
 R2PH 112 0 5MEG
 E2PH 113 0 0 112 100000

V2CA 105 0 SIN({OFFSET} {ampli2} {freq} 10m
 0 120)
 R2VA 105 0 10000

*CONTROL TENSAO DE SAIDA
 E2CT 114 0 VALUE={0.025*(V(104)-V(105))-
 V(113)}
 R2CT 114 0 1K
 E2XB 115 0 VALUE={V(117)/50}
 R2XB 115 0 1K
 E2YB 116 0 TABLE {V(115)-V(114)}
 +(-1.0,-15)(-0.001,-
 15)(0.0,0.0)(+0.001,+15)(+1.0,+15)
 R2YB 116 117 1K
 C2YB 117 0 0.3NF IC=15

*ESTAGIO DE POTENCIA
 L3B 202 203 800uH IC=0
 R3LB 1 202 0.001
 C3B 204 0 40UF IC=160

*INTERRUPTORES
 S3M1 203 0 216 0 SMOD
 S3M2 204 203 0 216 SMOD

D3S1 0 203 DMOD
 D3S2 203 204 DMOD

*MEDIDOR DE CORRENTE
 E3C 210 0 VALUE={150.V(1,202)}

*FILTRO P-H
 R3FA 210 211 10K
 R3FB 212 213 10K
 C3F 211 212 {CAP} IC=0
 R3PH 212 0 5MEG

```
E3PH 213 0 0 212 100000
```

```
V3CA 205 0 SIN({OFFSET} {ampli3}
{freq} 10m 0 240)
R3VA 205 0 10000
```

```
**CONTROLE TENSAO DE SAIDA
E3CT 214 0 VALUE={0.025.(V(204)-
V(205))-V(213)}
R3CT 214 0 1K
E3XB 215 0 VALUE={V(217)/50}
R3XB 215 0 1K
E3YB 216 0 TABLE {V(215)-V(214)}
+(-1.0,-15)(-0.001,-
15)(0.0,0.0)(+0.001,+15)(+1.0,+15)
```

```
R3YB 216 217 1K
C3YB 217 0 0.3NF IC=15
```

```
*****
```

```
.MODEL SMOD VSWITCH(ron=0.1 roff=100k
von=2 voff=0); *ipsp*
.MODEL DMOD d()
.options itl4=20 itl5=0 abstol=1.0n
+ reltol=0.001 vntol=1.0n; *ipsp*
.tran 1.000u .2 0 1.000u uic; *ipsp*
.probe i(ROA) v(4) v(5) I(LB) v(3) v(4) i(ROA)
v(17) v(14)
+v(104) v(204) i(l2b) v(105) v(205) i(l3b)
v(555)
.end
```

3.2.1 - Simulação com carga resistiva.

O inversor boost trifásico foi simulado acionando uma carga resistiva ligada em estrela de valor 40Ω em 60 Hz e 10Ω em 15 Hz de forma que a corrente fornecida pelo inversor permanecesse constante. A tensão de pico em 60 Hz é 164V e em 15 Hz é 41V.

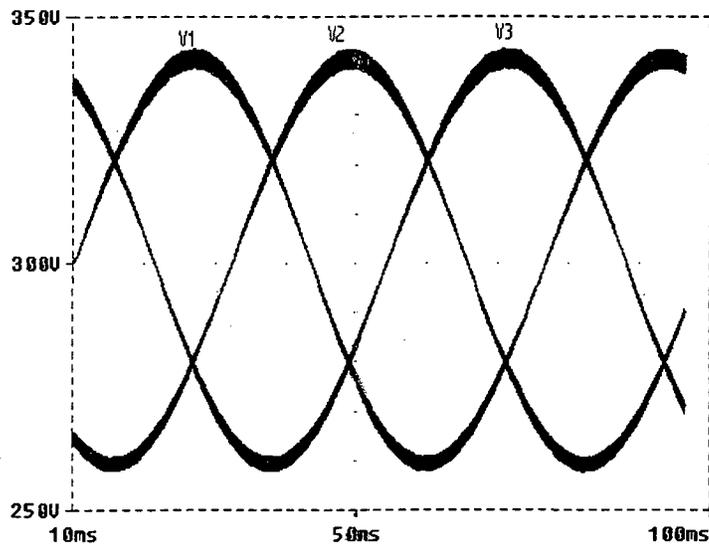


Fig. 3.2a - Tensões nos capacitores C1, C2 e C3 operando em 15 Hz.

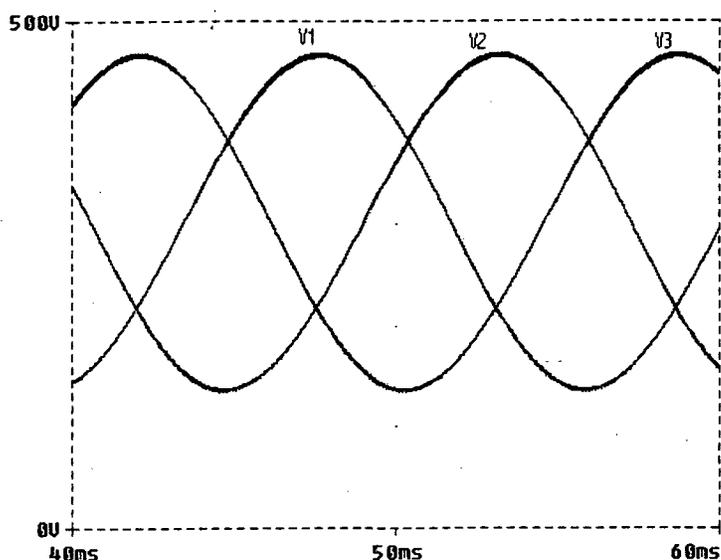


Fig. 3.2b - Tensões nos capacitores C1, C2 e C3 operando em 60 Hz.

Na Fig. 3.2a apresentam-se as tensões de saída do inversor quando operando em 15 Hz e na Fig. 3.2b quando operando em 60 Hz. Pode-se observar aqui que o nível CC de 300V está sempre presente. A variação das tensões ΔV_1 , ΔV_2 e ΔV_3 são mais significativas quando operando em 15 Hz pois são maiores em relação ao valor de pico.

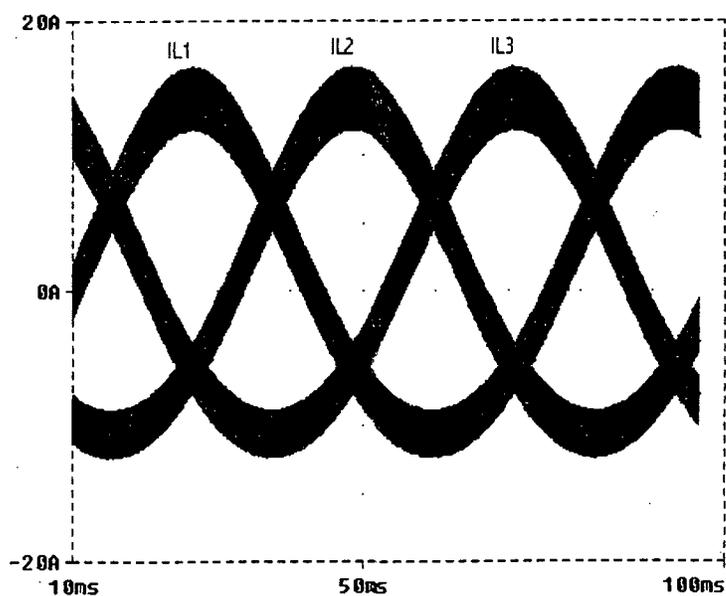


Fig. 3.3a - Correntes nos indutores L1, L2 e L3 operando em 15 Hz

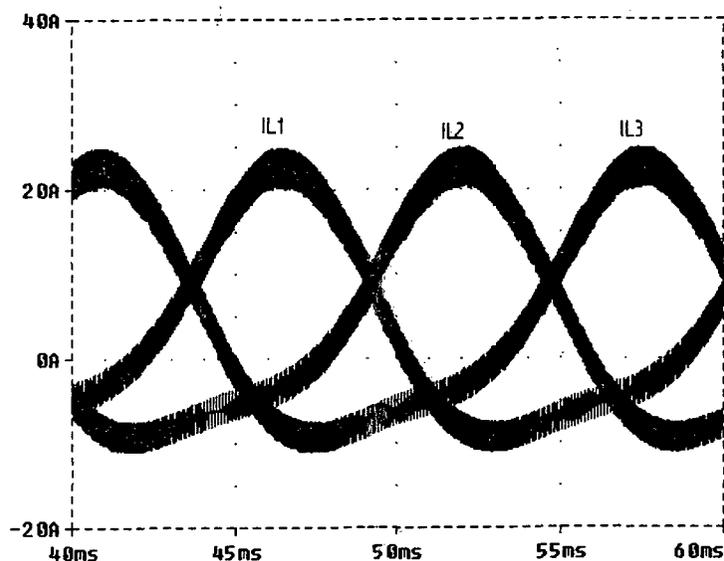


Fig. 3.3b - Correntes nos indutores L1, L2 e L3 operando em 60 Hz.

Nas Fig. 3.3a e 3.3b pode-se observar as correntes nos indutores boost quando operando em 15 e 60 Hz respectivamente. A ondulação máxima de corrente é de aproximadamente 5 A conforme calculado.

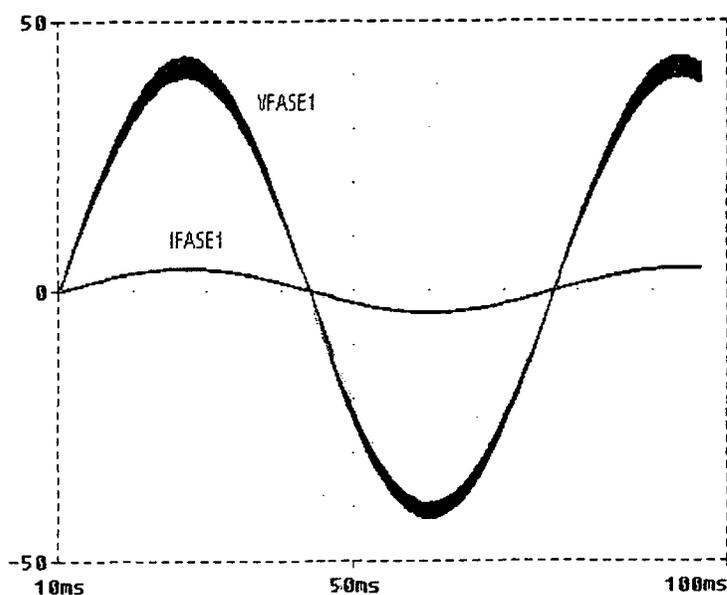


Fig. 3.4a - Tensão e corrente da fase A operando em 15 Hz.

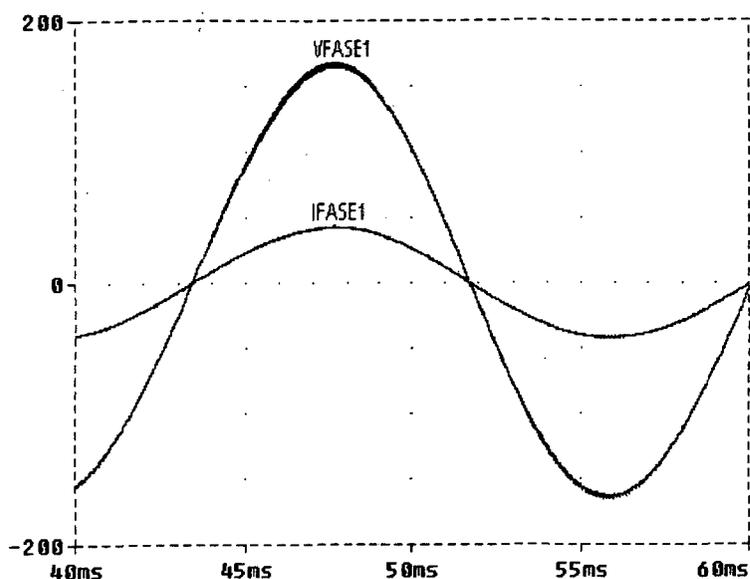


Fig. 3.4b - Tensão e corrente da fase A operando em 60 Hz.

Nas Fig. 3.4a e 3.4b apresentam-se a corrente de saída da fase1 e a respectiva tensão de fase porém sem o nível CC de 300V. Na Fig. 3.4b a corrente está multiplicada por 10 para melhor visualização. Pode-se observar o comportamento senoidal da corrente na carga.

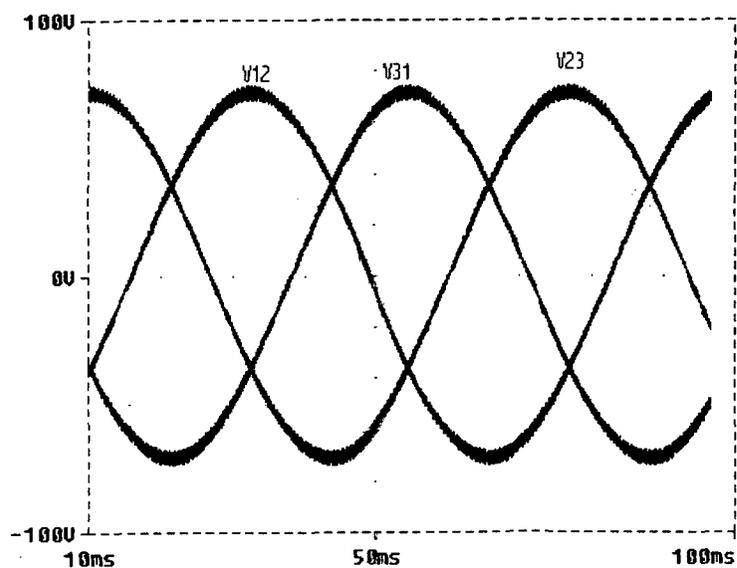


Fig. 3.5a - Tensões de linha operando em 15 Hz.

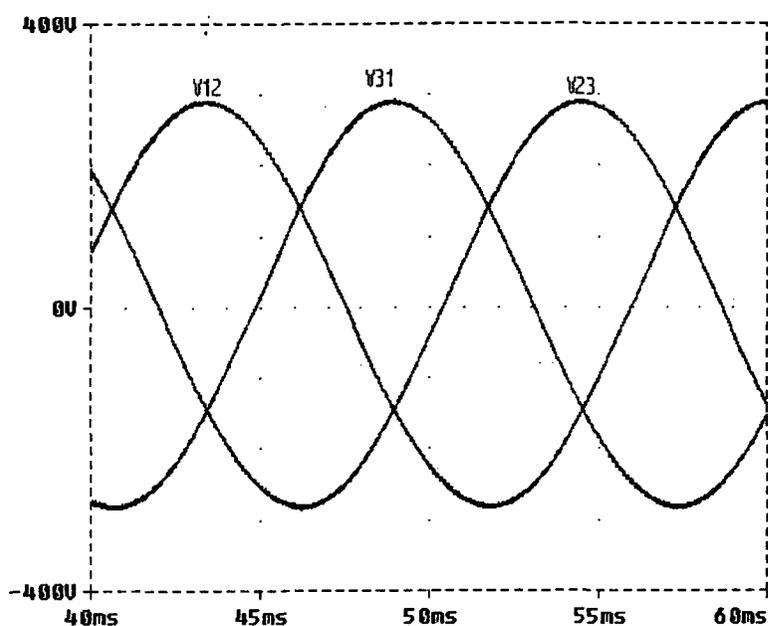


Fig. 3.5b - Tensões de linha operando em 60 Hz.

Nas Fig. 3.5a e 3.5b apresentam-se as tensões de saída de linha V12, V31 e V23 quando operando em 15 e 60 Hz respectivamente. Estas são as tensões diferenciais entre as três saídas. Nota-se a ausência do nível CC de 300 V.

3.2.2 Simulação com carga RL

Para determinar o comportamento do circuito quando acionando um motor de indução simulou-se o funcionamento com uma carga RL pois este é o modelo mais simplificado do motor em questão. O circuito foi simulado com uma indutância de 10mH em série com as resistências de carga. O circuito opera com carga nominal. Todos os outros parâmetros são idênticos aos das simulações anteriores.

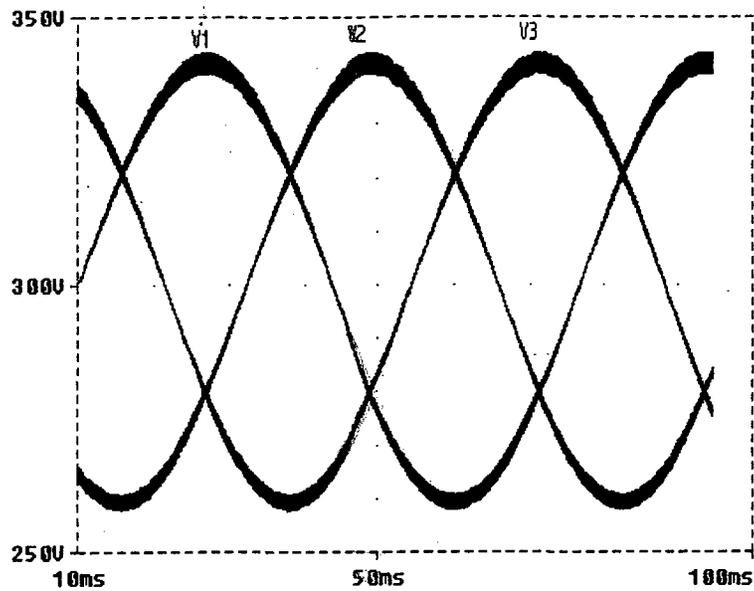


Fig. 3.6a - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 operando em 15 Hz.

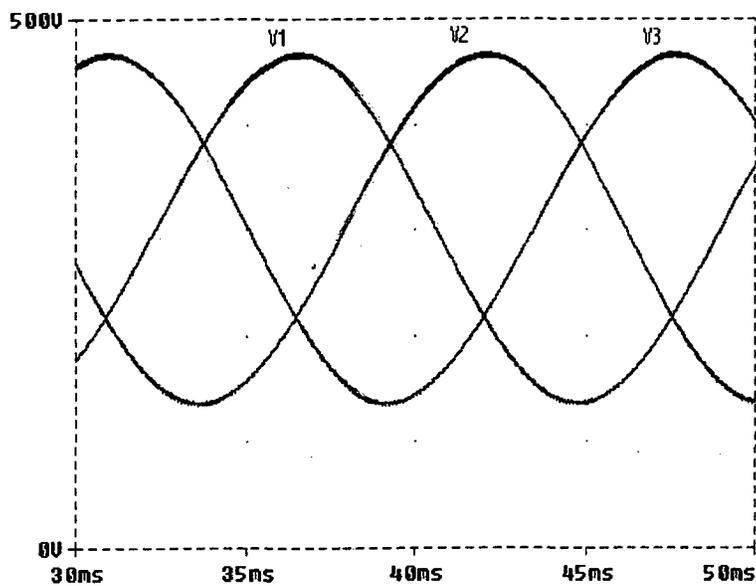


Fig. 3.6b - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 operando em 60 Hz.

Na Fig. 3.6a apresentam-se as tensões de saída do inversor quando operando em 15 Hz e na Fig. 3.6b quando operando em 60 Hz. Pode-se observar aqui que o nível CC de 300V está sempre presente. A variação das tensões ΔV_1 , ΔV_2 e ΔV_3 são mais significativas quando operando em 15 Hz pois são maiores em relação ao valor de pico.

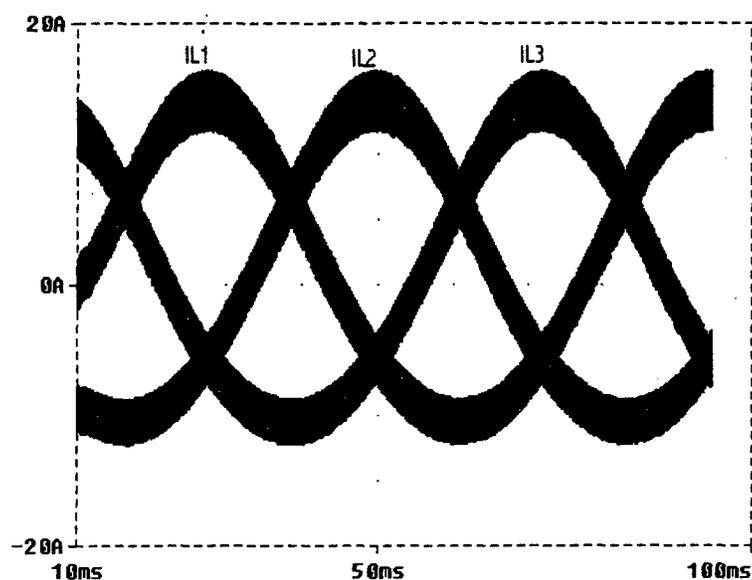


Fig. 3.7a- Correntes nos indutores L1,L2 e L3 operando em 15 Hz.

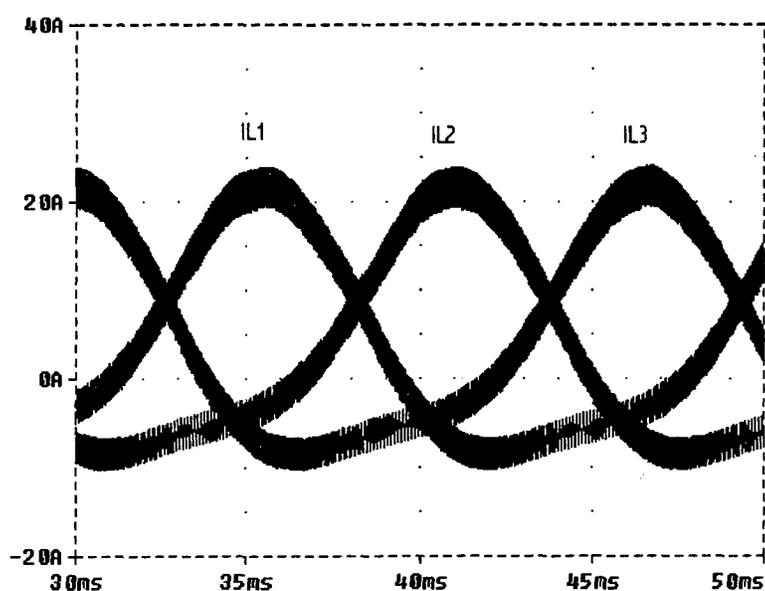


Fig. 3.7b- Correntes nos indutores L1,L2 e L3 operando em 60 Hz.

Nas Fig. 3.7a e 3.7b pode-se observar as correntes nos indutores boost quando operando em 15 e 60 Hz respectivamente. A ondulação máxima de corrente contínua aproximadamente 5 A como na simulação com carga resistiva.

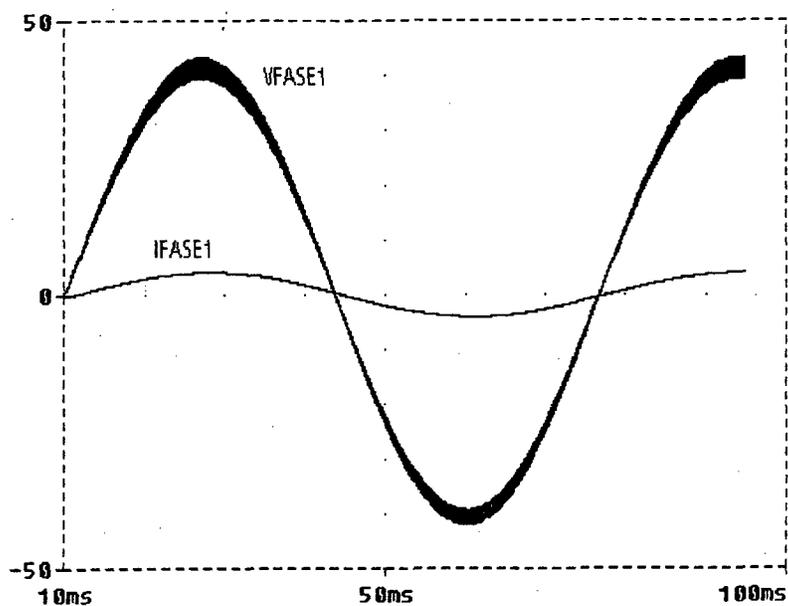


Fig. 3.8a - Tensão e corrente da fase A operando a 15 Hz.

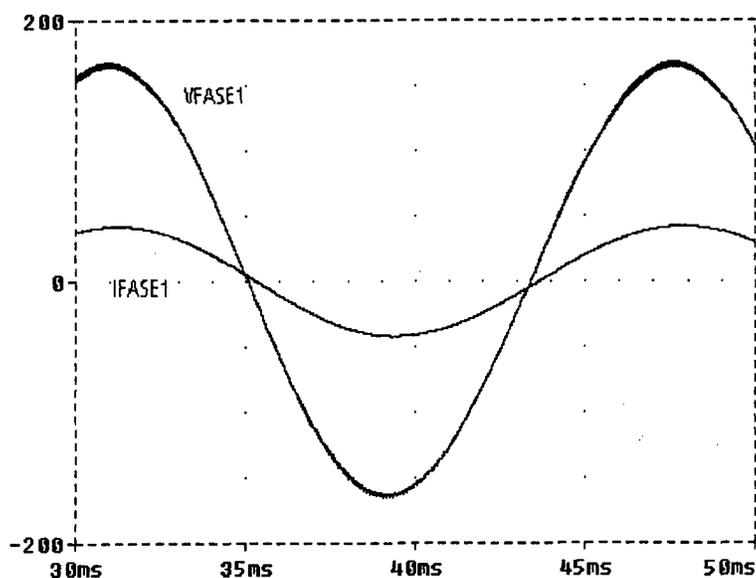


Fig. 3.8b - Tensão e corrente da fase A operando em 60 Hz.

As Fig. 3.8a e 3.8b apresentam-se a corrente de saída da fase1 e a respectiva tensão de fase porém sem o nível CC de 300V. Na Fig. 3.8b a corrente está multiplicada por 10 para melhor visualização. Pode-se observar o comportamento senoidal da corrente na carga.

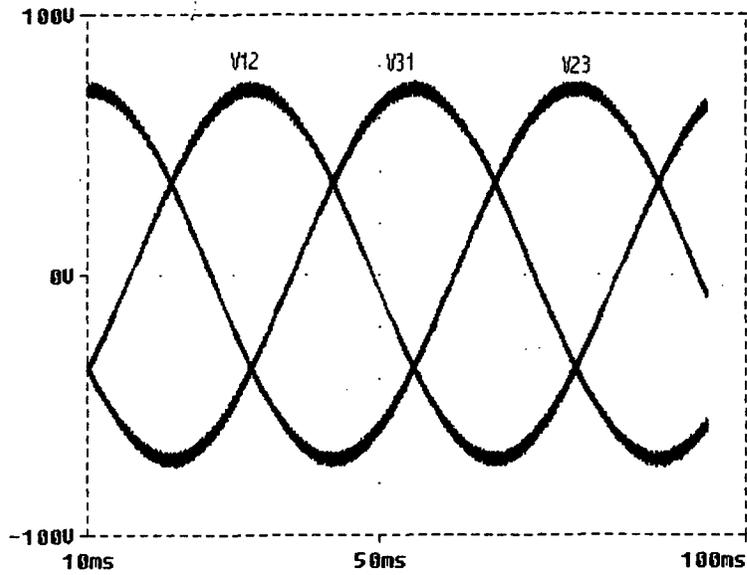


Fig. 3.9a - Tensões de linha operando em 15 Hz.

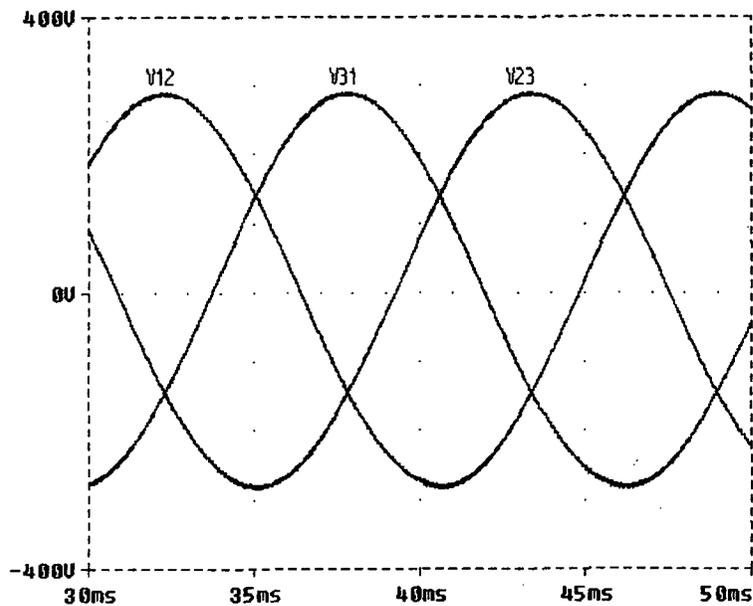


Fig. 3.9b - Tensões de linha operando em 60 Hz.

Nas Fig. 3.9a e 3.9b apresentam-se as tensões de saída de linha V12, V31 e V23 quando operando em 15 e 60 Hz respectivamente. Estas são as tensões diferenciais entre as três saídas. Nota-se a ausência do nível CC de 300 V.

3.2.3 - Simulação com perturbação de carga

Devido a característica inerente aos motores de indução de variação de carga de acordo com a solitação do eixo, simulou-se o comportamento do circuito quando submetido a um degrau de carga. A carga escolhida foi a RL. Em um primeiro momento o circuito está operando com 50% da carga nominal e no tempo $t=20$ ms a carga passa a 100% da carga nominal.

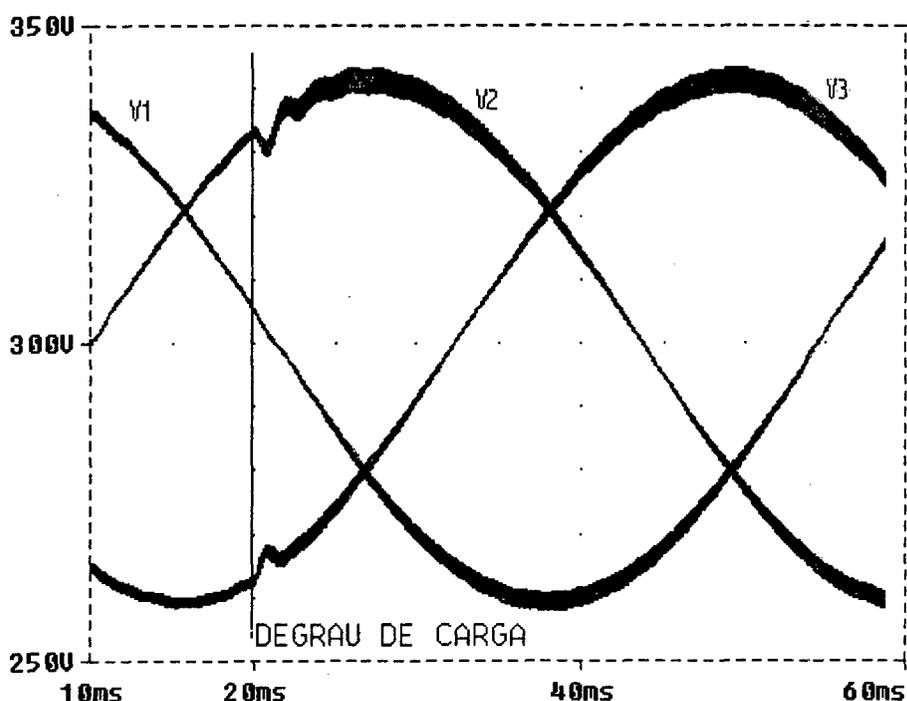


Fig. 3.10a - Comportamento das tensões em C1, C2 e C3 em 15 Hz.

Na Fig. 3.10a e 3.10b apresentam-se as tensões nos capacitores C1, C2 e C3 quando submetidas ao degrau de carga e operando em duas frequências 15 e 60 Hz.. Nota-se que a estabilidade do circuito é pouco afetada por esta perturbação.

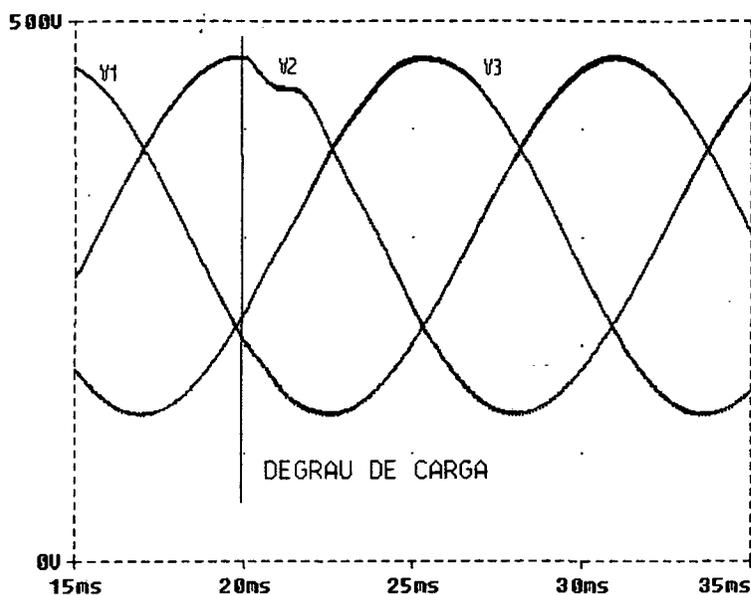


Fig. 3.10b - Comportamento das tensões em C1, C2 e C3 operando em 60 Hz.

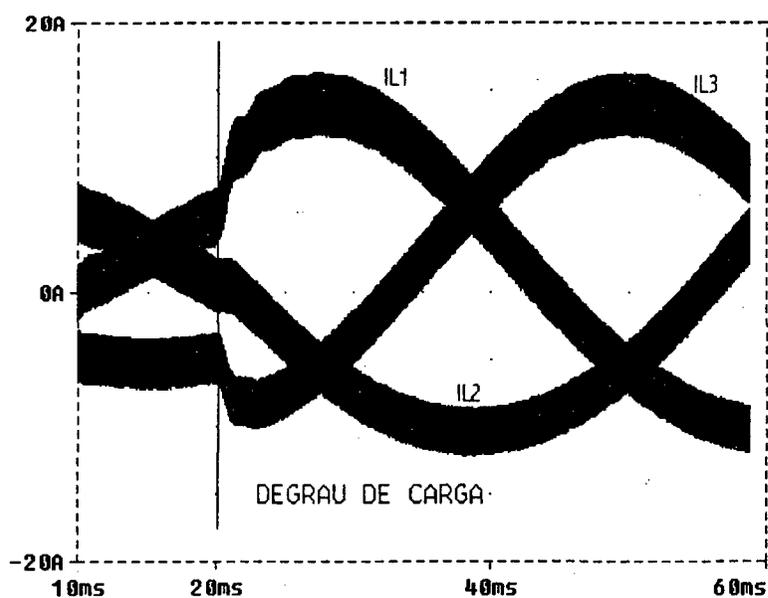


Fig. 3.11a - Correntes nos indutores L1, L2 e L3 operando em 15 Hz.

Nas Fig. 3.11a e 3.11b é apresentado o comportamento das correntes nos indutores L1, L2 e L3 operando em duas frequências 15 e 60 Hz quando submetidas a um degrau de carga. O comportamento destas correntes tende a ser melhor quando operando em frequências menores pois há mais tempo para resposta.

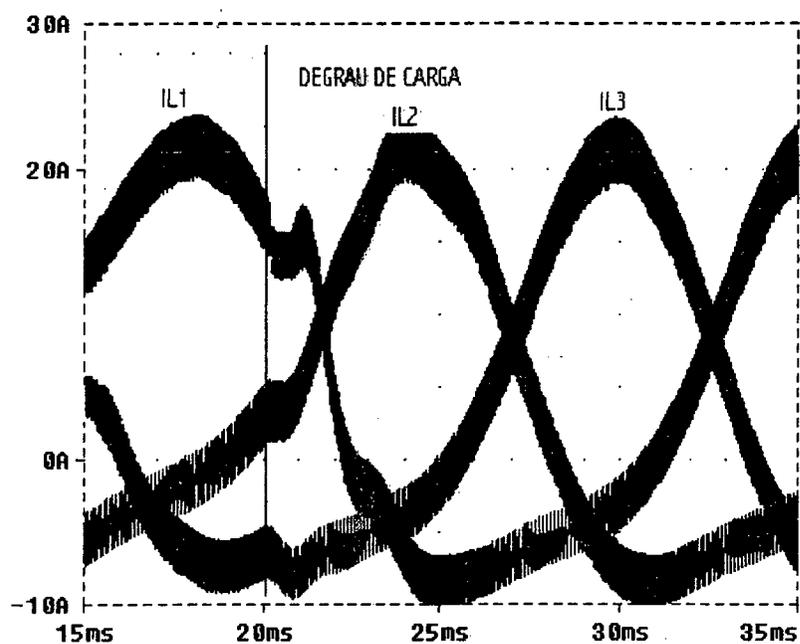


Fig. 3.11b - Correntes nos indutores L1,L2 e L3 em 60 Hz.

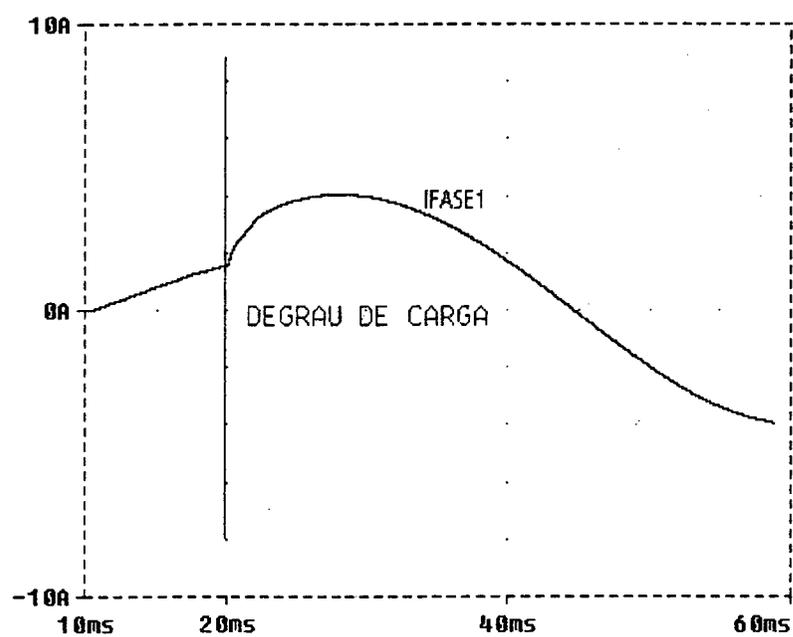


Fig. 3.12a - Corrente de carga em 15 Hz.

As Fig. 3.12a e 3.12b apresentam a corrente de saída da fase1 operando em duas frequências durante o degrau de carga.

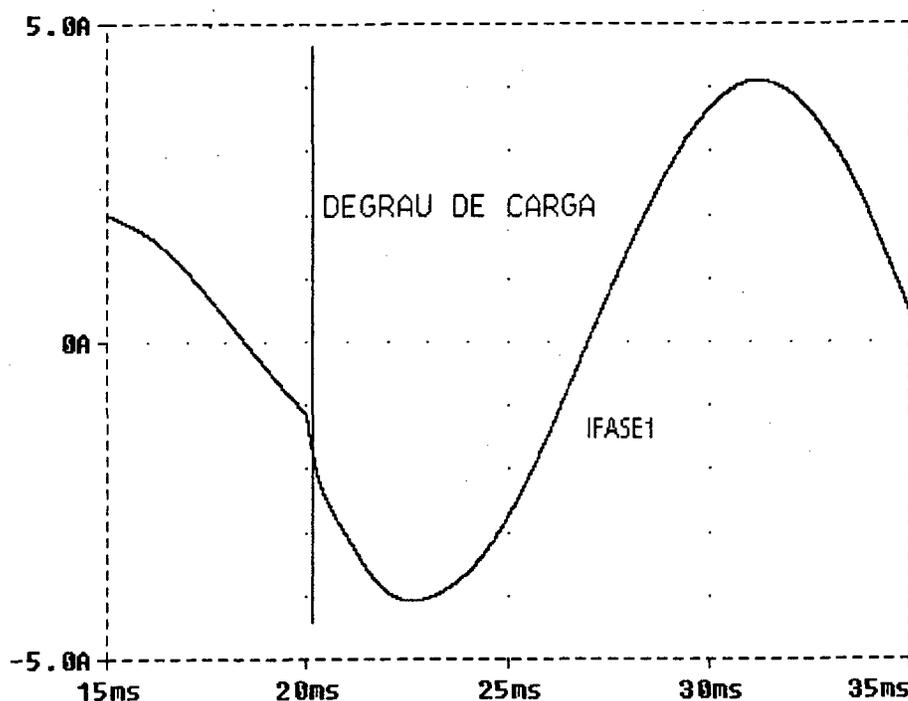


Fig. 3.12b - Corrente de carga durante degrau de carga operando em 60 Hz.

3.2.4 - Simulação com desequilíbrio das tensões de saída

A estratégia de modulação proposta consiste na imposição de três referências senoidais trifásicas equilibradas. Porém, na prática, este equilíbrio é impossível e deve ser compensado com outro desequilíbrio proporcional das correntes de fase de forma a satisfazer as Leis de Kirchhoff e evitando assim a instabilidade do sistema. Diferentemente de algumas estratégias de controle ativo de fator de potência neste caso as três tensões podem ser impostas. Nesta simulação as três tensões de referência foram alteradas para se observar o comportamento do controle. A análise foi efetuada somente em 60 Hz.

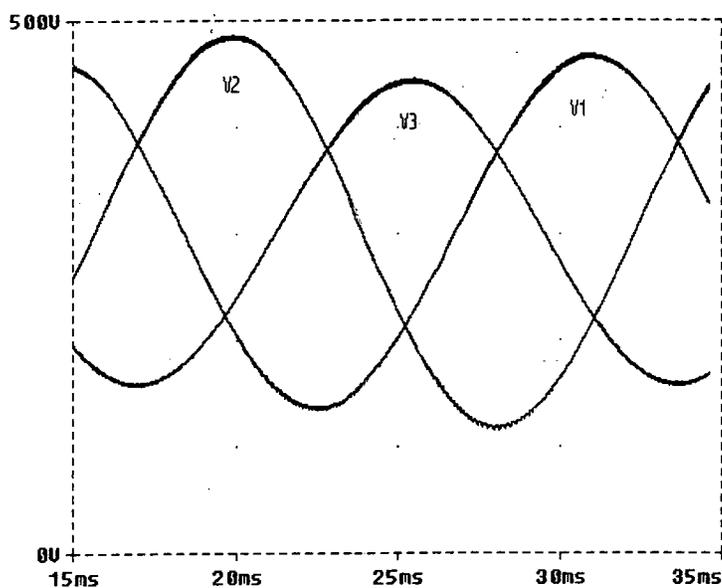


Fig. 3.13a - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3.

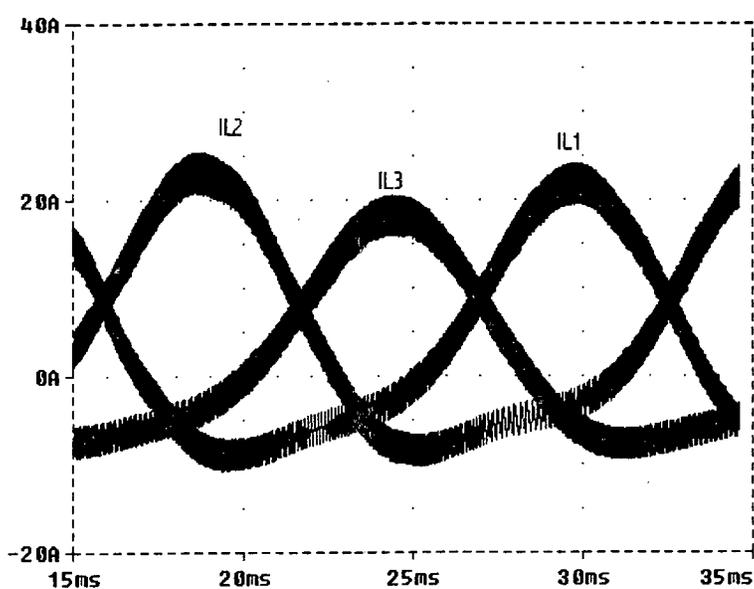


Fig. 3.13b - Corrente nos indutores L1, L2 e L3 .

Na Fig. 3.13a apresentam-se as tensões V_1 , V_2 e V_3 . Estas tensões além de valores de pico diferentes têm também níveis CC levemente alterados. A Fig. 3.13b apresenta as correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 .

3.2.5 - Operação a vazio

Uma característica importante deste inversor é a estabilidade quando operando sem carga ou com uma carga leve equivalente a operação a vazio do motor. Diferentemente do conversor boost unidirecional em corrente onde esta operação pode se tornar instável, aqui a estrutura apresenta um comportamento neutro em relação a cargas leves. As Fig. 3.14 e 3.15 apresentam as tensões V_1 , V_2 e V_3 e as correntes IL_1 , IL_2 e IL_3 respectivamente.

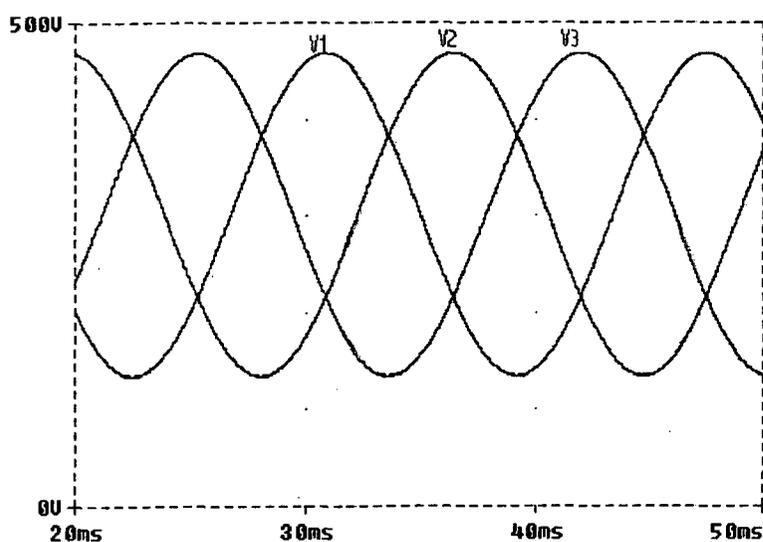


Fig. 3.14 - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 sem carga operando em 60 Hz.

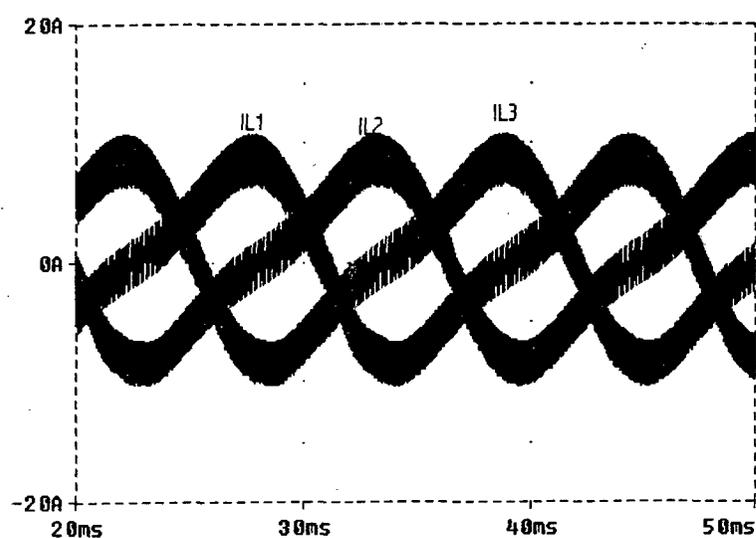


Fig. 3.15 - Corrente nos indutores L1, L2 e L3 sem carga operando em 60 Hz.

3.2.5 - Esforço nos interruptores de potência

A situação mais crítica para os interruptores de potência ocorre quando o inversor está operando com potência nominal em 60 Hz pois a tensão de saída é máxima. Assim a determinação do esforço máximo dos interruptores é feita nessas condições.

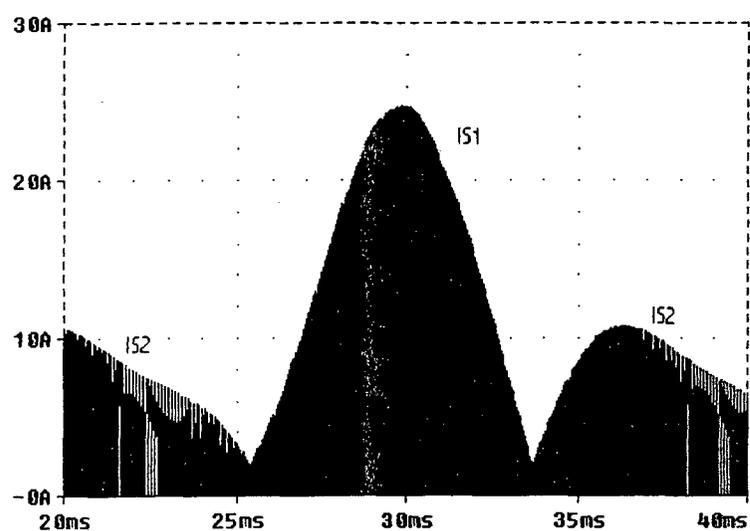


Fig. 3.16a - Corrente nos interruptores S1 e S2 com carga nominal operando em 60 Hz .

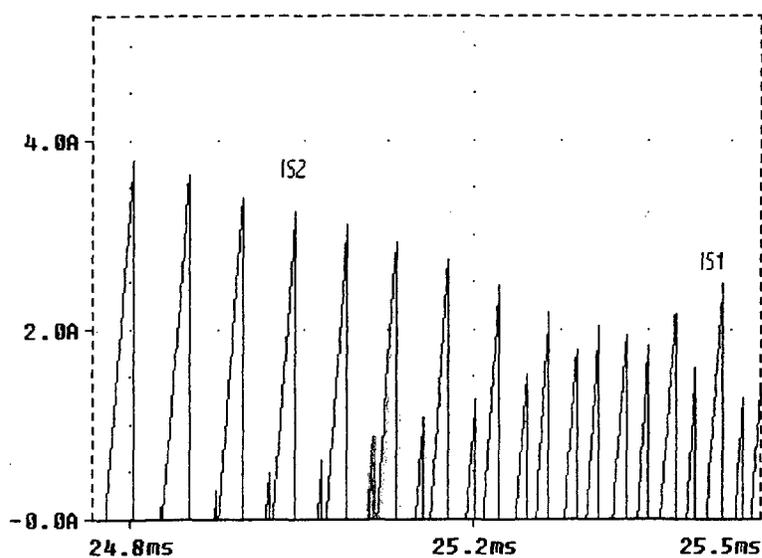


Fig. 3.16b - Detalhe da corrente nos interruptores S1 e S2.

As Fig. 3.16a e 3.16b apresentam as correntes nos interruptores S1 e S2. A Fig. 3.16a apresenta o envoltório das correntes e a Fig. 3.16b apresenta um detalhamento.

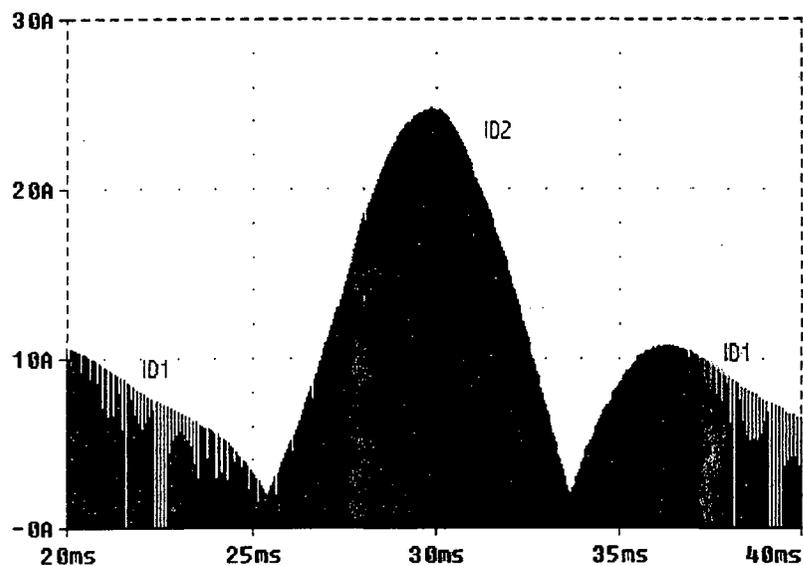


Fig. 3.17a - Corrente nos diodos D1 e D2 com carga nominal operando em 60 Hz .

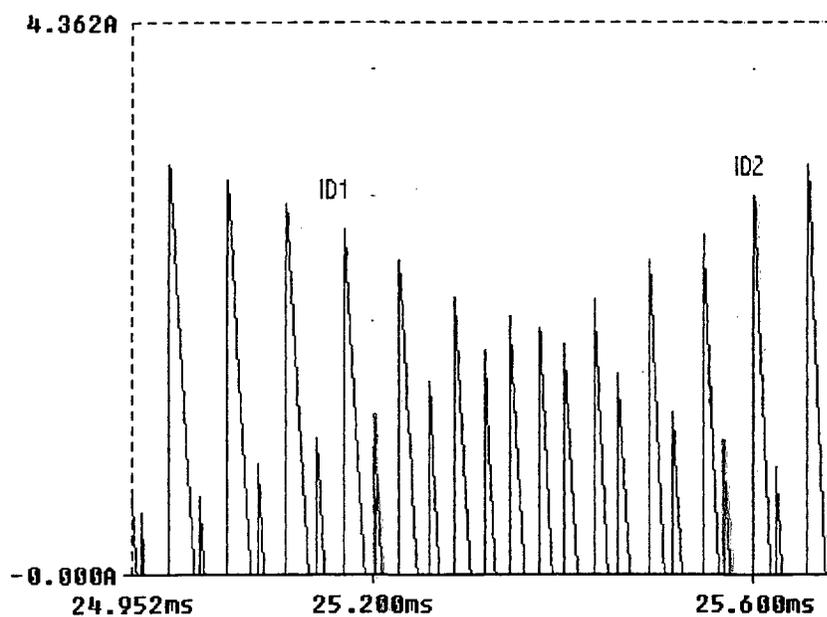


Fig. 3.17b - Detalhe da corrente nos diodos D1 e D2.

As Fig. 3.17a e 3.17b apresentam as correntes nos diodos D1 e D2. A Fig. 3.17a apresenta o envoltório das correntes e a Fig. 3.17b apresenta um detalhamento.

3.2.6 - Controle por modos deslizantes

O diagrama em blocos do controle por modos deslizantes é apresentado na Fig. 3.1. Na Fig. 3.18 apresentam-se as variáveis internas do controle por modos deslizantes E1 e E2 que são respectivamente o erro de corrente e o erro de tensão. A Fig. 3.19 apresenta um detalhe da função ψ . Pode-se notar que a curva mantém-se próxima de zero exceto pela histerese δ .

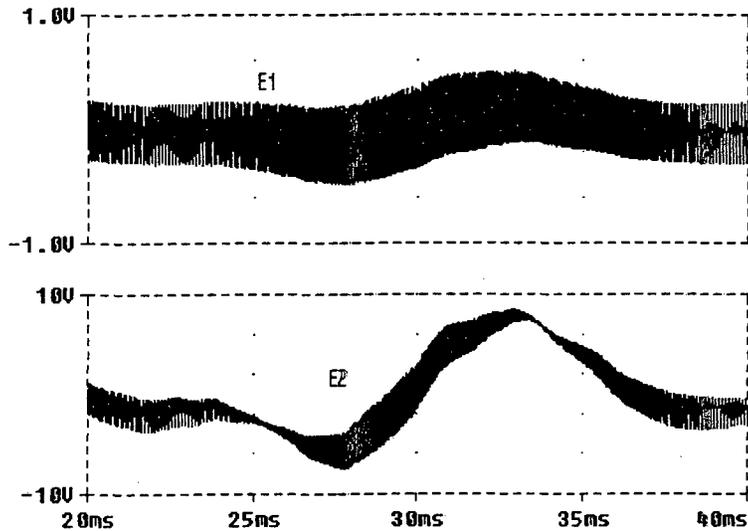


Fig. 3.18 - Tensões de controle E1 e E2.

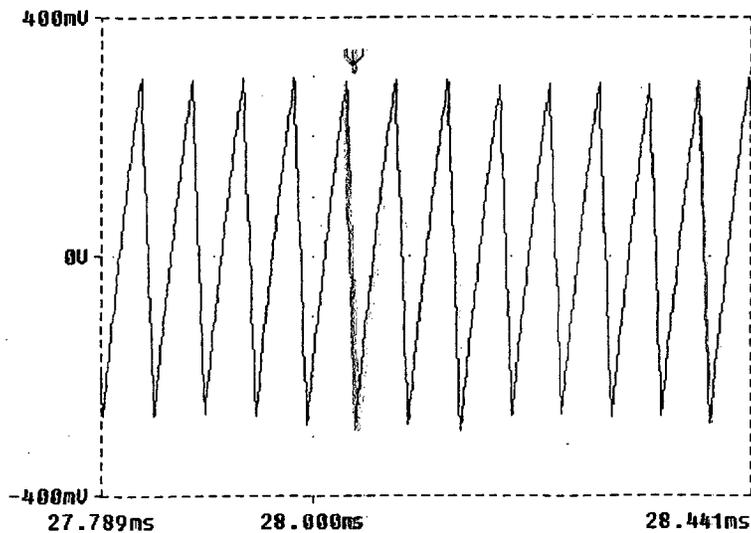


Fig. 3.19 - Tensão de controle ψ .

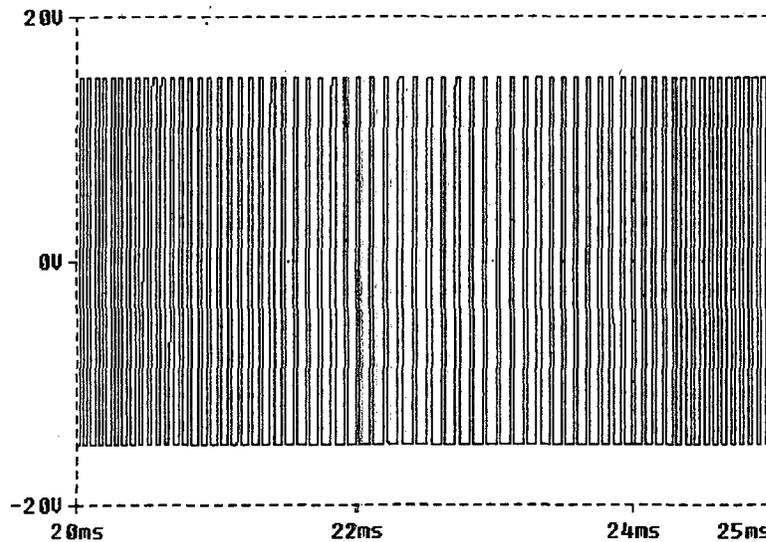


Fig. 3.19 - Tensões de controle após passar por um comparador.

A Fig. 3.19 apresenta o sinal de controle dos interruptores. Nota-se aqui que a frequência de comutação é variável.

3.3 - CONCLUSÃO

O comportamento do inversor foi verificado através da simulação de uma estrutura projetada para 1 kW. Os resultados obtidos pelas simulações confirmam os dados obtidos no equacionamento do Capítulo II. Todas as variáveis internas mantiveram um comportamento estável e de acordo com os cálculos. Estes resultados mostram a viabilidade técnica da construção de um protótipo de inversor trifásico de 1kW para acionamento de motor de indução a partir da tecnologia proposta.

A estabilidade do sistema ficou provada tanto para desequilíbrios de carga como para eventuais tolerâncias internas inevitáveis em um protótipo comercial. A faixa de variação de velocidade de 15 até 60 Hz foi atingida sem a necessidade de alterações de parâmetros como ganhos ou valores de componentes o que torna possível a construção do protótipo sem empregar sistemas de controles complexos. A ondulação da tensão de saída ΔV manteve-se dentro de limites toleráveis mesmo operando em 15Hz.

CAPÍTULO IV

PROTÓTIPO DE INVERSOR BOOST TRIFÁSICO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 - INTRODUÇÃO

A fim de consolidar os resultados obtidos através dos cálculos teóricos e das simulações dos Capítulos II e III construiu-se um protótipo. O inversor foi projetado seguindo as especificações obtidas anteriormente. Neste capítulo relatam-se os detalhes construtivos do protótipo e os resultados experimentais obtidos em bancada.

O circuito foi dividido em partes para melhor compreensão.

4.2 - GERADOR DE REFERÊNCIA SENOIDAL

O inversor boost trifásico, tema desta dissertação, de mestrado necessita de sinais de referência precisos e estáveis. Isto é necessário para o perfeito funcionamento do controle por modos deslizantes de forma que se possa avaliar a topologia sem perturbações externas. O circuito proposto tem a característica de gerar três sinais de tensão senoidal defasados de 120° entre si. O objetivo deste inversor é o acionamento de motores de indução trifásicos. Uma das formas mais populares de acionamento destas máquinas é manter a relação entre tensão e frequência constante e conseqüentemente o fluxo magnético no entreferro também constante. Portanto a amplitude das senóides geradas devem ser proporcionais à frequência deste mesmo sinal. A relação entre a tensão eficaz de saída e a frequência adotada é apresentada na Figura 4.1. A relação entre a frequência mínima e máxima é 1:4, ou seja a frequência de saída varia de 15 Hz a 60 Hz enquanto a tensão eficaz de saída varia de 29 a 115 V.

O circuito implementado está representado de forma simplificada na Figura 4.2.

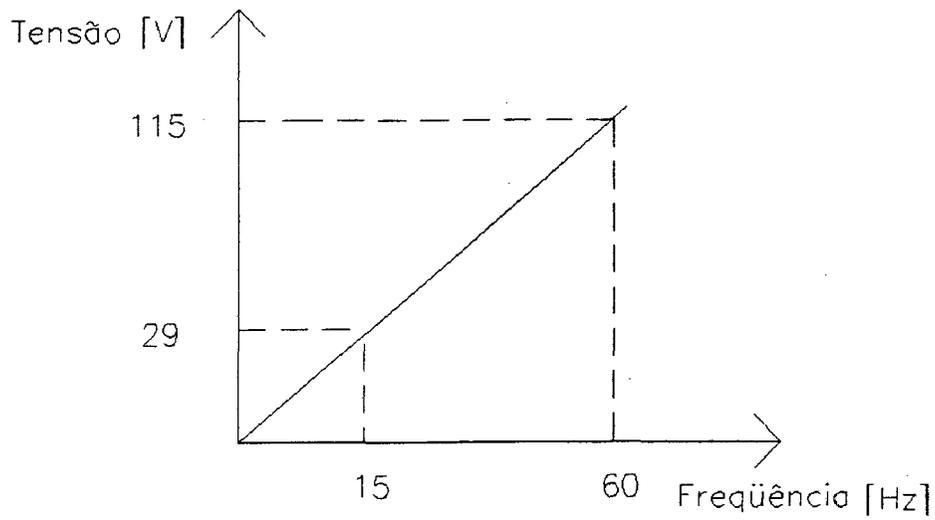


Fig. 4.1 - Relação entre a tensão eficaz e a frequência de saída.

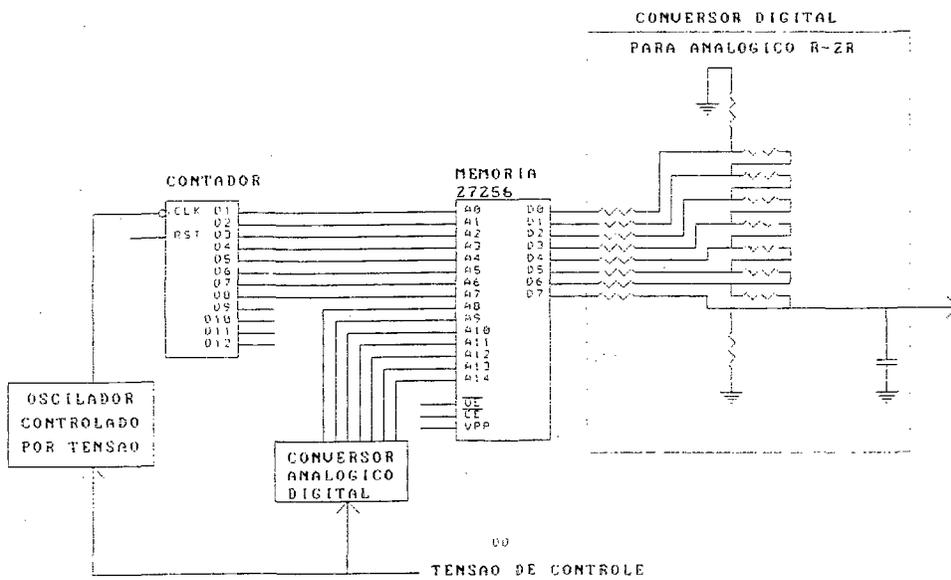


Fig. 4.2 - Diagrama simplificado do gerador da senoide de referência.

O circuito consiste de uma memória EPROM tipo 27256 com 32K x 8. Nesta memória estão gravadas 128 curvas (senóides digitalizadas) com uma resolução horizontal de 256 pontos ($128 \times 256 = 32K$) e uma resolução vertical de 256 níveis. Para gerar estes níveis necessita-se de uma memória de 8 bits (D0 a D7) de dados. A conversão é feita por um conversor digital para analógico tipo R-2R com 8 bits de entrada. As curvas gravadas na memória EPROM são varridas horizontalmente por um contador tipo 4040 que controla os endereços de A0 a A7. O sinal de entrada do circuito integrado 4040 é proveniente de um oscilador controlado por tensão. As curvas que serão varridas pelo contador são selecionadas por um conversor analógico-digital tipo ADC0804 que tem resolução de 8 bits de saída, porém somente os 7 bits mais significativos controlam a memória EPROM, A8 a A14. A conversão é controlada pelo sinal de A7. As curvas são selecionadas a cada ciclo completo do sinal de saída. Este procedimento minimiza eventuais degraus entre as curvas de referência. Tanto o oscilador controlado por tensão quanto o conversor analógico para digital são controlados pela mesma tensão de controle.

Na Figura 4.3 estão representados o contador 4040, a memória EPROM e o conversor digital para analógico R-2R. O sinal de entrada do 4040 vem do oscilador controlado por tensão e suas saídas de D1 a D8 estão ligados nos endereços da memória EPROM de A0 a A7. Os endereços de A8 a A14 são controlados pelo conversor analógico para digital. As saídas da memória EPROM de D0 a D7 são ligadas no conversor digital para analógico R-2R.

O 4046 que originalmente foi projetado para utilização em Phase-Locked Loop (PLL), possui um bom oscilador controlado por tensão interno. A tensão de controle vem do potenciômetro R4. A relação entre R1 e C3 determina a frequência central do conversor e a razão entre R1 e R2 determina a frequência mínima e a máxima. A saída VCOOUT comanda o contador 4040.

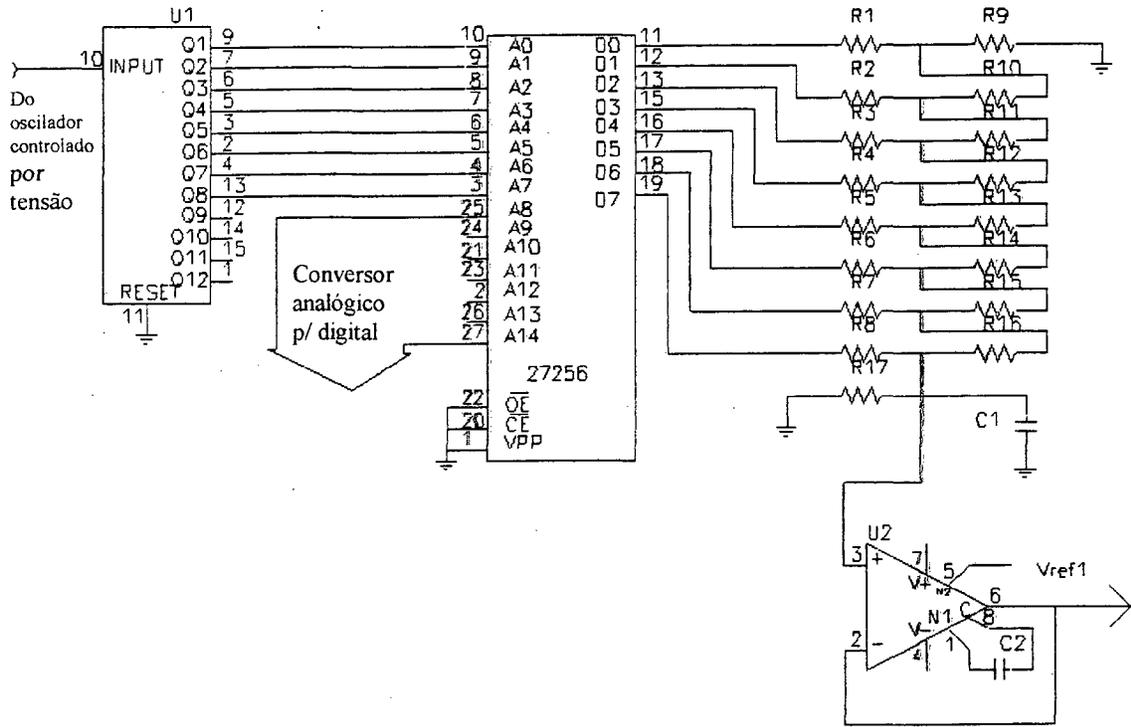


Fig. 4.3 - Detalhe parcial do gerador de referência senoidal.

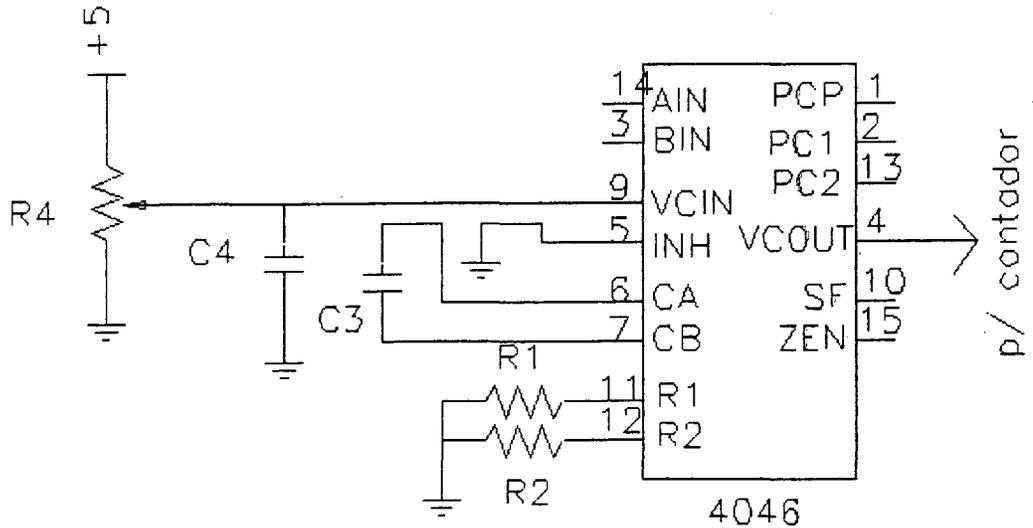


Fig. 4.4 - Detalhe do conversor tensão/frequência do gerador de referência senoidal.

O conversor analógico para digital utiliza o circuito ADC804 que possui entrada de tensão diferencial e interface de comunicação com microcontroladores, porém nenhum destes periféricos foi útil neste caso. A tensão de entrada é a mesma que a do oscilador controlado por tensão, sendo aplicada no pino 6 conforme Fig. 4.5. Os componentes R3 e C2 determinam a taxa de conversão interna, no caso a frequência de 150 KHz foi escolhida de acordo com dados do fabricante. O sinal de início de conversão (pino 3, WR) vem do endereço Q8 do contador e consequentemente ocorre uma conversão por ciclo do sinal de saída senoidal. As saídas DB1 a DB7 comandam os endereços da EPROM A8 a A14. O bit menos significativo DB0 é desprezado.

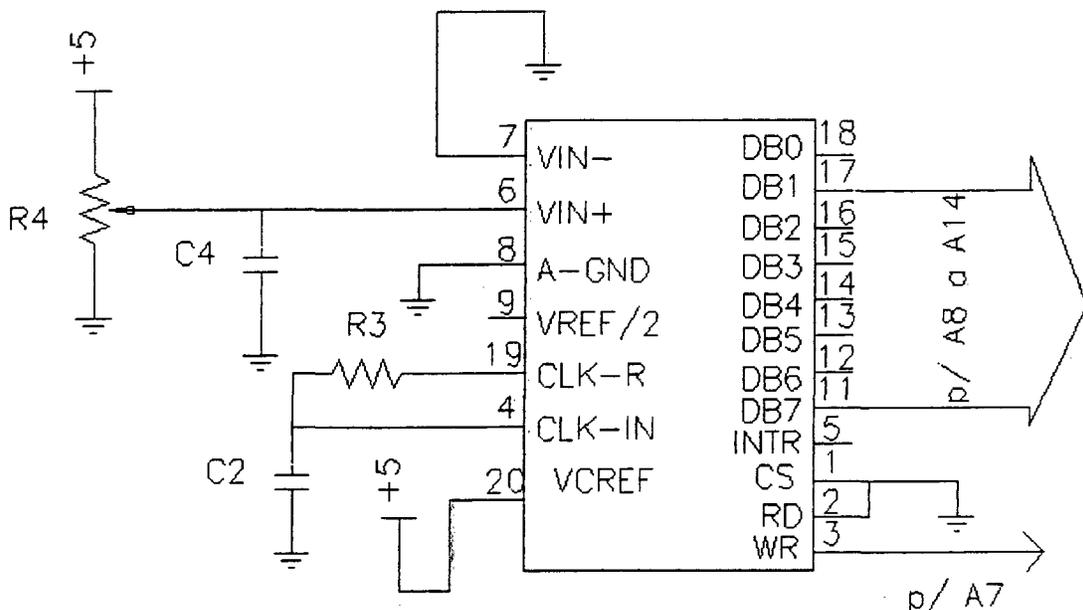


Fig. 4.5 - Detalhe do conversor A/D do gerador de referência senoidal.

O circuito completo está no Anexo 1.

O programa de geração de senóide foi feito em linguagem basic utilizando o programa Qbasic da Microsoft. O programa é mostrado abaixo:

```

CONST PI = 3.141592654#
K = 0
U = 0
I = 0
OPEN "TEST.DAT" FOR OUTPUT AS #1
WHILE I < 80

```

```

J = 0
WHILE J < 25
Y = 12.5 + 12 * SIN((2 * PI / 1000) * K)
IF Y > J THEN
T = 1
ELSE
T = 0
END IF
Y2 = 12.5 + 12 * SIN(((2 * PI / 1000) * K) + 2 * PI / 3)
IF Y2 > J THEN
T2 = 1
ELSE
T2 = 0
END IF
Y3 = 12.5 + 12 * SIN(((2 * PI / 1000) * K) + 4 * PI / 3)
IF Y3 > J THEN
T3 = 1
ELSE
T3 = 0
END IF

B = T3 * 4 + T2 * 2 + T * 1

IF K = U * 16 OR K = 0 THEN
U = U + 1
PRINT #1, HEX$(TOTAL)
TOTAL = 0
PRINT #1, ""
PRINT #1, ":10";

IF K < 16 THEN
PRINT #1, "000";
ELSE
IF K < 256 THEN
PRINT #1, "00";
ELSE
PRINT #1, "0";
END IF
END IF
PRINT #1, HEX$(K); "00";
END IF

TOTAL = TOTAL + B
PRINT #1, "0"; HEX$(B);
REM PRINT #1, K; J; I; T; T2; T3

K = K + 1
J = J + 1
WEND
I = I + 1
WEND
CLOSE
END

```

A variação de amplitude da senóide é feita através da seleção de formas de onda gravadas na memória EPROM. Portanto existe uma discretização da tensão de pico da senóide em patamares bem definidos conforme o gráfico da Figura 4.6. A Fig. 4.6 não apresenta todas as 128 curva porém os limites podem ser observados.

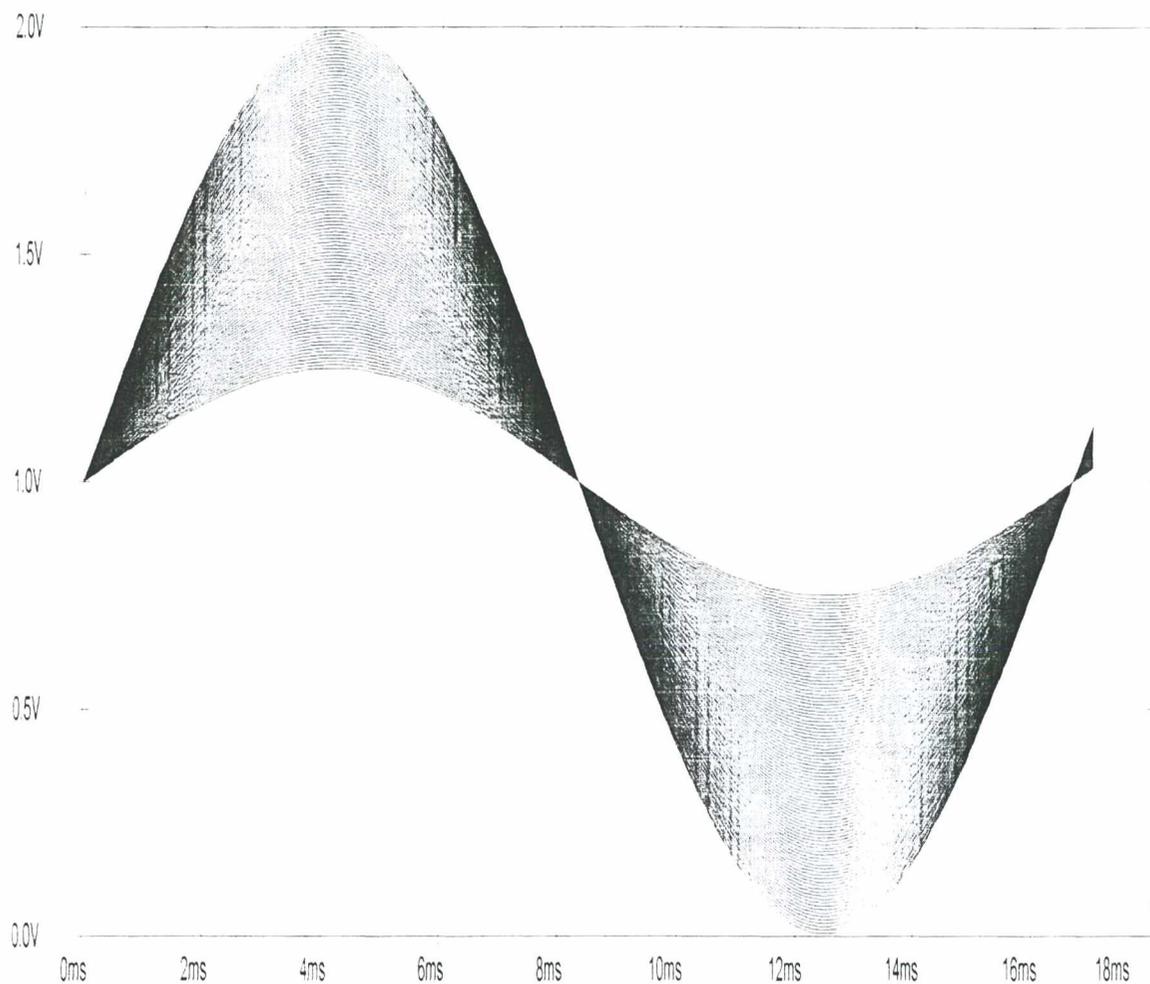


Fig. 4.6 - Senóides digitalizada armazenadas na memória EPROM.

Foram armazenadas 128 senóides com amplitudes que variam de 0.25 a 1 volt. Todas as senóides têm o mesmo nível médio de 1V. Em razão do grande número de curvas, o degrau de tensão que ocorre para cada variação da tensão de comando é minimizado.

4.3 - CIRCUITO DE CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES.

A construção do controle por modos deslizantes foi feita utilizando-se componentes discretos. Foram utilizados amplificadores operacionais comuns como TL074 e LM301, além de comparadores tipo LM311.

O circuito de controle foi desenvolvido baseado na Fig. 4.7. O circuito está representado na forma de diagrama de blocos.

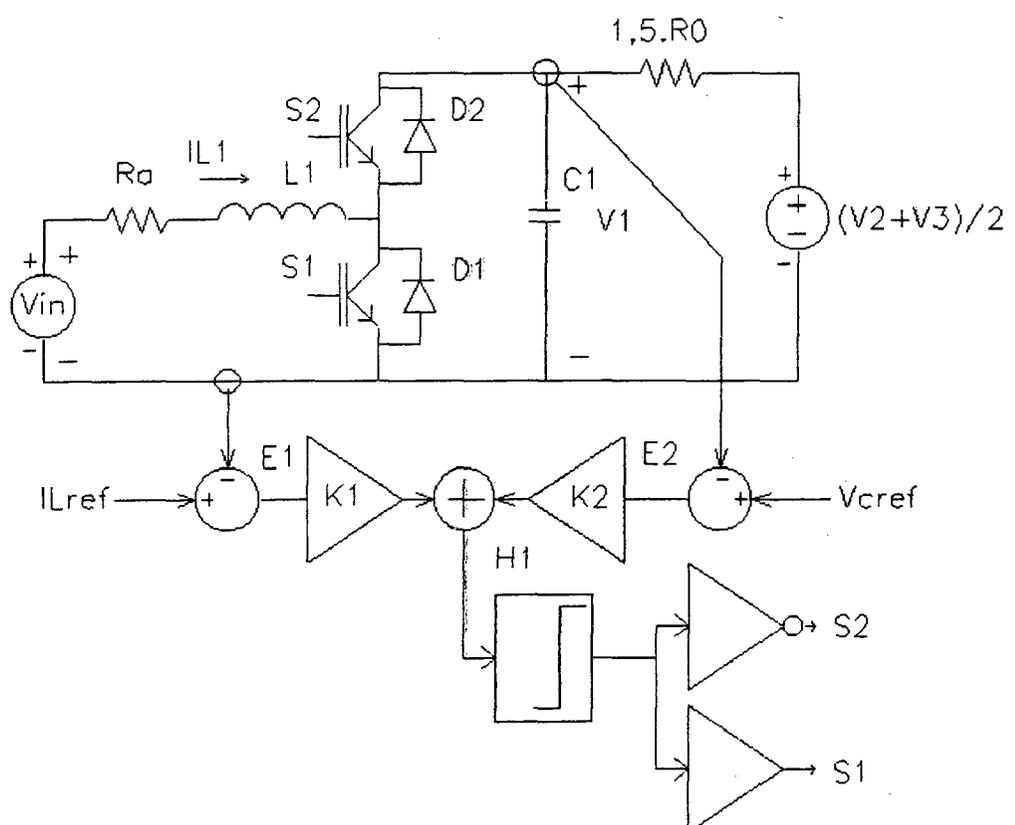


Fig. 4.7 - Diagrama em blocos do circuito de controle por modos deslizantes.

O circuito de controle por modos deslizantes da Fig. 4.7 consiste de quatro entradas:

- Tensão no capacitor C1;
- Tensão de referência senoidal;
- Corrente no indutor L1;
- Corrente de referência I_{Lref} .

A saída é o sinal proveniente do comparador LM311. O sinal de referência de corrente I_{Lref} foi suprimido devido à dificuldade de sintetizar uma forma de onda de tal complexidade. Em seu lugar foi construído um filtro passa-alta de primeira ordem de forma que em sua saída tenha-se somente o sinal de comutação de alta frequência da corrente. Este sinal é equivalente à subtração entre o sinal de corrente e sua referência. Usando esta estratégia porém perde-se o controle sobre a corrente máxima no indutor. Para solucionar este problema tem-se que adicionar uma malha de controle paralela para manter a corrente no indutor dentro de limites seguros de operação. Neste protótipo em questão isto não foi implementado. A Figura 4.8 mostra detalhes do filtro utilizado.

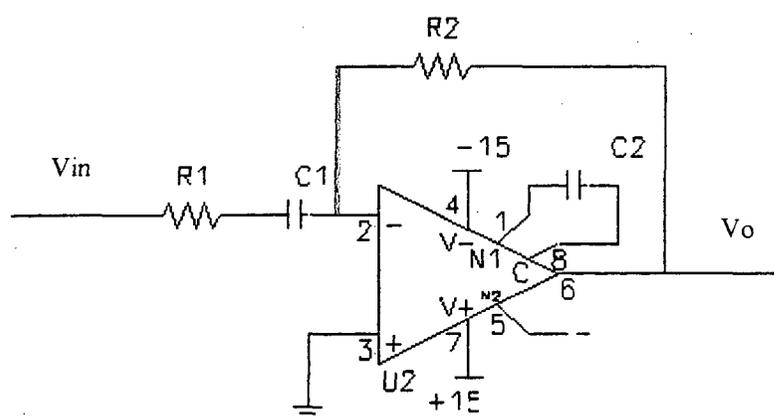


Fig. 4.8 - Esquema do filtro passa-alta utilizado.

Outros modelos de filtros passa-alta [7] foram simulados porém sem que fosse notada melhora no desempenho.

Os valores dos componentes utilizado no filtro são os seguintes:

- $R1 = R2 = 10 \text{ k}\Omega$;
- $C1 = 15 \text{ nF}$;
- $C2 = 10 \text{ pF}$;
- $U2 = \text{LM301}$

A função de transferência do filtro é a seguinte:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{R_2}{R_1 - \left(\frac{1}{s \cdot C_1} \right)} \right] \quad (4.1)$$

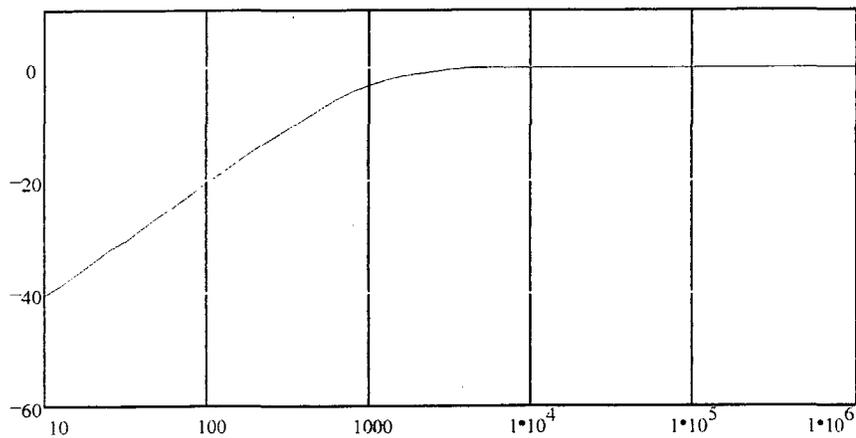


Fig. 4.9 - Diagrama de ganho do filtro passa-alta.

O gráfico da Fig. 4.9 tem como unidade do eixo Y dB e eixo X Hz..

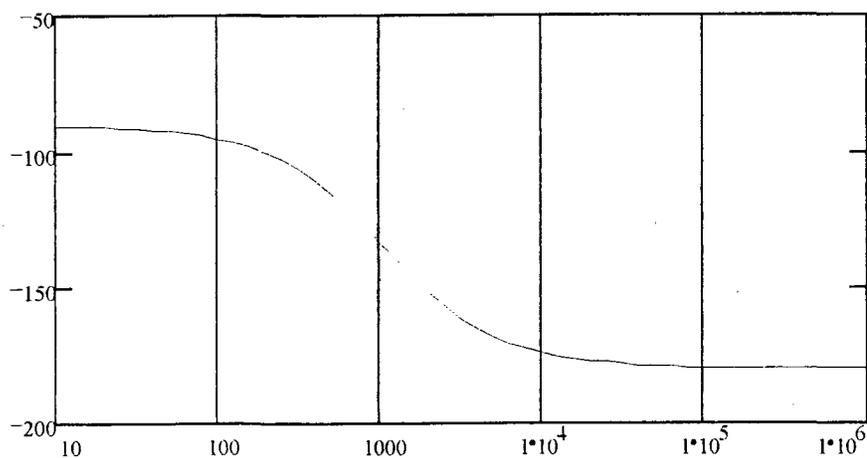


Fig. 4.10 - Diagrama de fase do filtro passa-alta.

O gráfico da Fig. 4.10 tem como unidade do eixo Y graus e eixo X Hz..

A partir da função de transferência pode-se calcular a frequência de corte do filtro.

$$p_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (4.2)$$

A frequência de corte está localizada em 1 kHz..

O esquema do controle para uma fase é mostrado na Fig. 4.11.

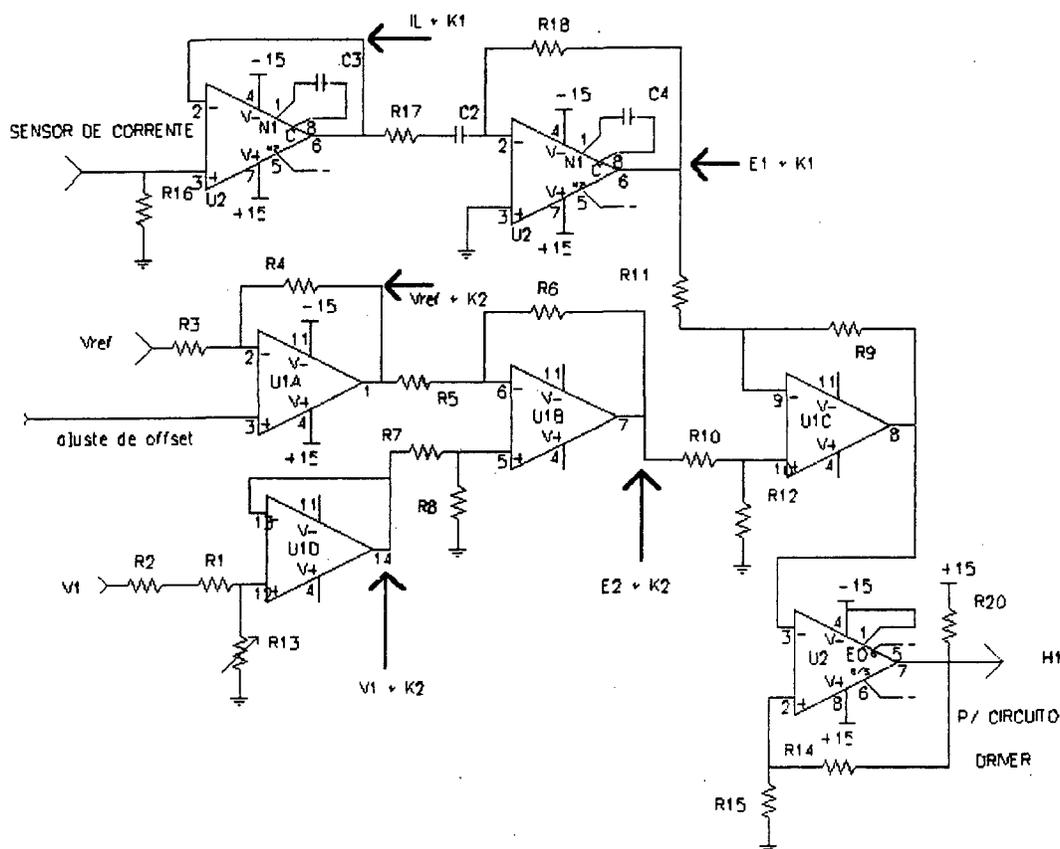


Fig. 4.11 - Esquema do controle por modos deslizantes.

O sinal E_1 é obtido diretamente do sinal de corrente no indutor I_L após passar pelo filtro passa-alta. O ganho K_1 é obtido através do sensor de corrente que tem ganho $1/1000$ e do resistor R_{16} .

O sinal de tensão de referência é multiplicado por K_2 somado a um nível CC. O sinal de tensão no capacitor passa por um divisor resistivo de ganho K_2 e por um adaptador de impedância. Estes dois sinais passam por um amplificador diferencial e o resultado é $K_2 \cdot E_2$.

O resultado da soma de $K1.E1$ e $K2.E2$ é o sinal de controle Ψ .

O sinal de controle Ψ passa por um comparador (H1) com histerese igual a 0.3 Volt e o sinal de saída aciona a parte de potência.

O circuito de ajuste do nível CC dos sinais de referência senoidais é apresentado na Fig. 4.12.

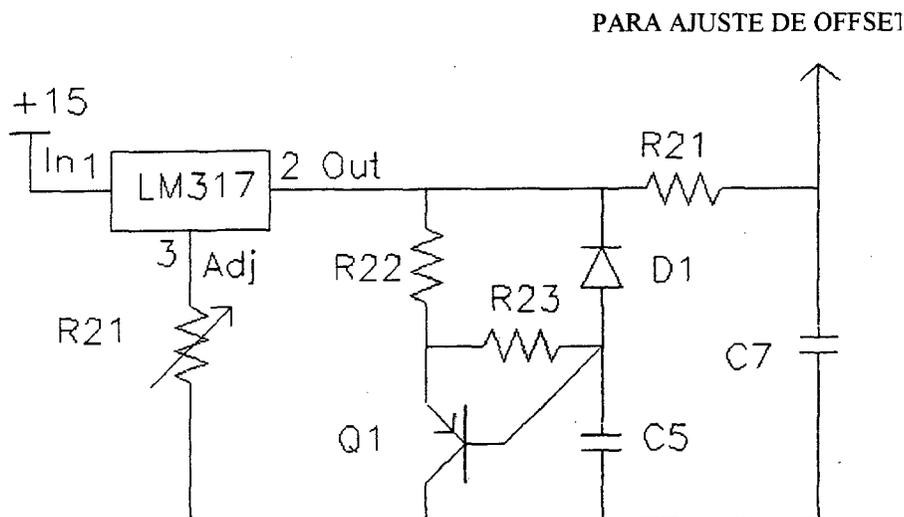


Fig. 4.12 - Detalhe do circuito de ajuste do nível médio das tensões.

O ajuste do nível é feito através do potenciômetro R21. Logo que o circuito é energizado a tensão de saída sobe lentamente devido à ação do capacitor C7. Isto é necessário para evitar a perda de controle devido a degraus na tensão de referência. O circuito é o mesmo para as três fases, de forma que a mesma tensão controle o nível médio das tensões V1, V2 e V3.

4.4 - O CIRCUITO DE COMANDO DOS IGBT'S.

O sensoreamento da corrente do indutor é feito por uma sonda tipo LA 25 NP conforme Fig. 4.13. A corrente do indutor é medida e um sinal mil vezes menor e galvanicamente isolado é produzido na saída. Este sinal passa pelo R16 resistor de 150Ω na

entrada do circuito de controle por modos deslizantes e gera o ganho $K1 = 0.15$. São utilizados três destes sensores, um para cada fase.

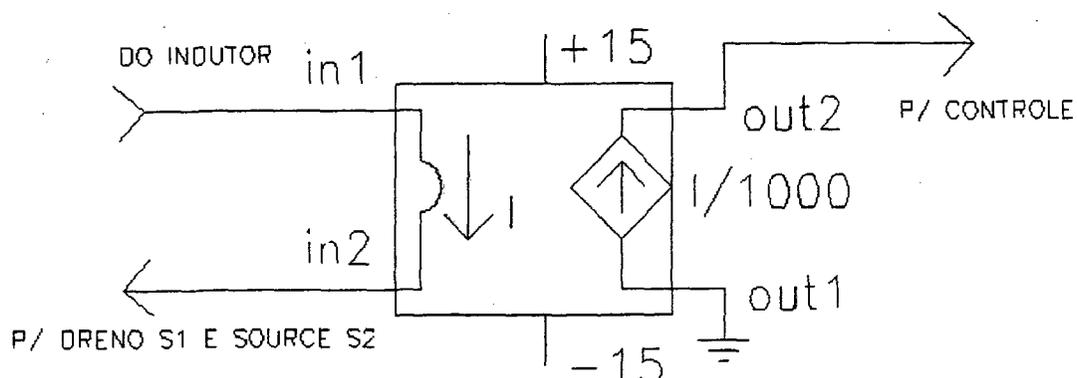


Fig. 4.13 - Sensor de corrente.

O gerador de tempo morto do circuito de comando dos IGBTs é mostrado na Fig. 4.14.

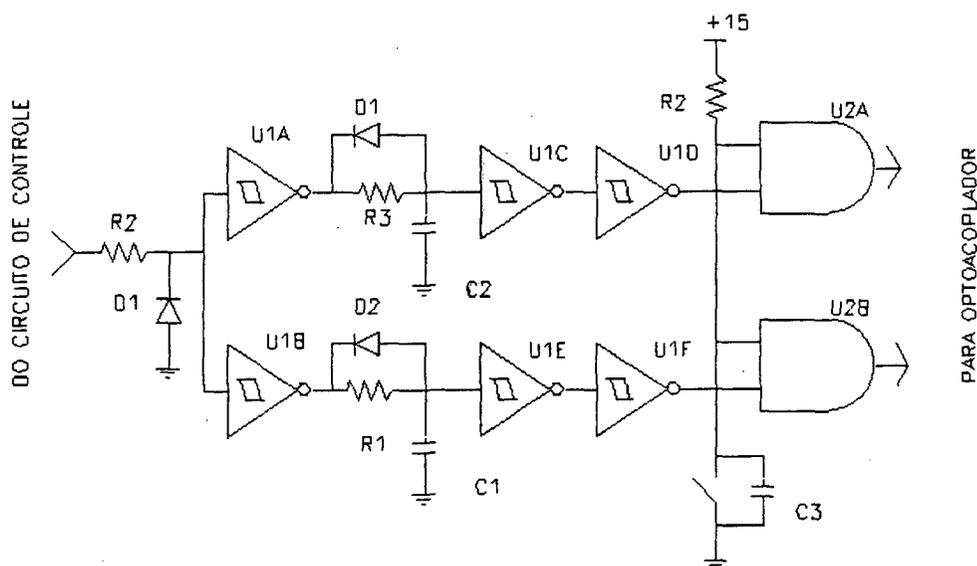


Fig. 4.14 - Detalhe do circuito de comando.

O circuito é dividido em duas partes. A primeira é mostrada na Figura 4.15. O diodo D2 ceifa a parte negativa da forma de onda de controle proveniente do comparador LM311 do controle por modos deslizantes. Este procedimento é necessário pois a entrada do

circuito integrado 40106 não admite tensão negativa. O circuito integrado utilizado é o 40106 (seis buffers inversores com histerese) sendo que o tempo morto é definido pela relação entre R1 e C1 ou R3 e C2 que determina o tempo de carga dos capacitores. A descarga é feita pelos diodos D2 e D3. As portas U1C a U1F fazem uma adaptação da lógica. A porta AND na saída habilita ou não os pulsos da saída. Caso estejam desabilitados, os dois sinais de saída caem a zero.

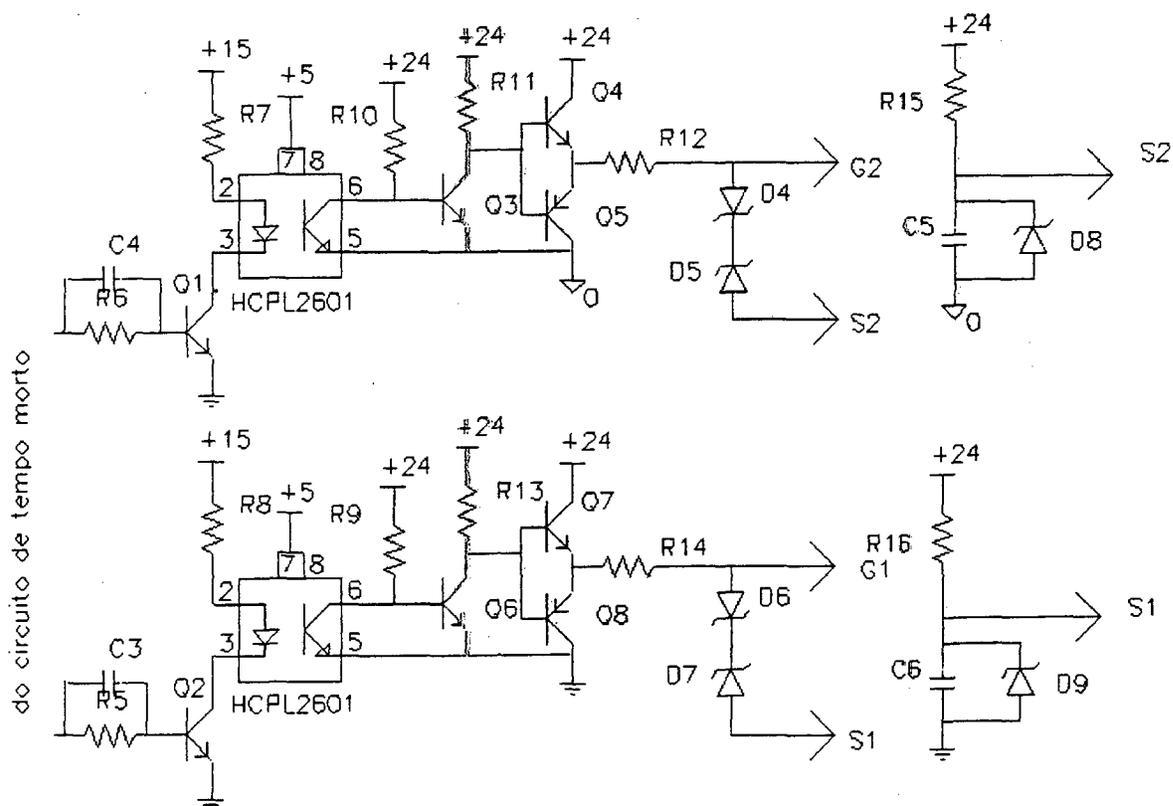


Fig. 4.15 - Detalhe do circuito de comando.

O circuito de comando propriamente dito consiste em um optoacoplador tipo HCPL2601 acionando dois transistores bipolares de baixa potência em configuração totem pole (Q4 e Q5/Q7 e Q8). O transistor Q3/Q6 pré amplifica o sinal do optoacoplador. As tensões de 24V são isoladas e geram individualmente tensões de 5V para alimentar os optoacopladores. A tensão de 15V no primário dos optoacopladores é a mesma do circuito de geração de tempo morto e do controle por modos deslizantes. O diodo zener D8/D9 é responsável pela geração de tensão negativa no gate do IGBT. Esta característica mostrou-se imprescindível para o correto funcionamento da estrutura [5]. O esquema completo do circuito montado está no Anexo I.

4.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos de um protótipo do inversor boost trifásico, com controle por modos deslizantes, acionando um motor de indução trifásico em bancada. Os resultados tem como objetivo comprovar o princípio de funcionamento e a estratégia de controle. Todos os resultados foram obtidos a partir de um osciloscópio digital.

4.5.1 - Operação a vazio

Nas Fig. 4.16, 4.17 e 4.18 são mostradas as tensões nos três capacitores de saída e a corrente em um indutor em três frequências distintas 15, 30 e 60 Hz. Pode-se observar claramente o nível CC nas tensões V1, V2 e V3.

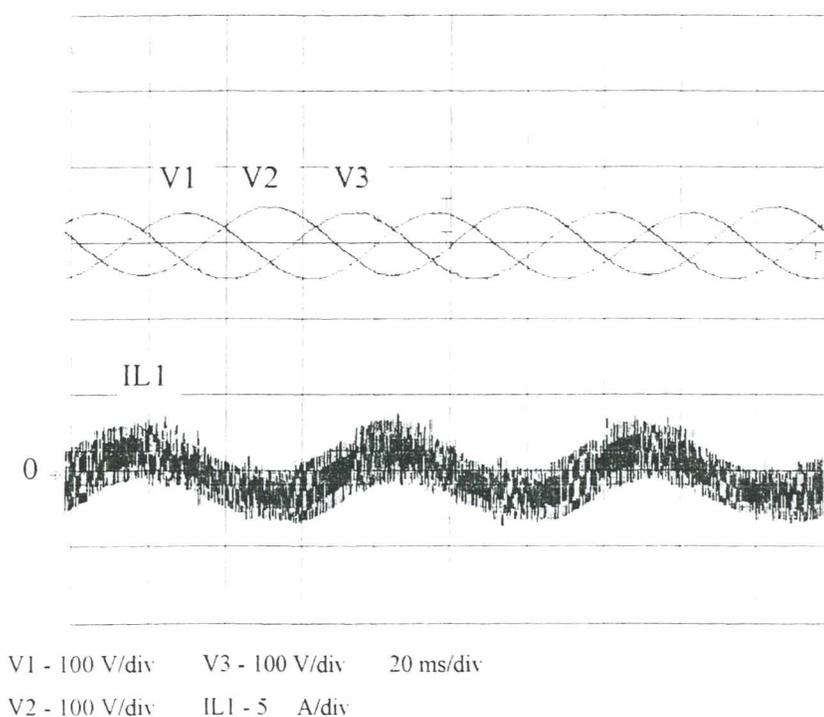


Fig. 4.16 - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 e corrente no indutor L1 operando a vazio em 15 Hz.

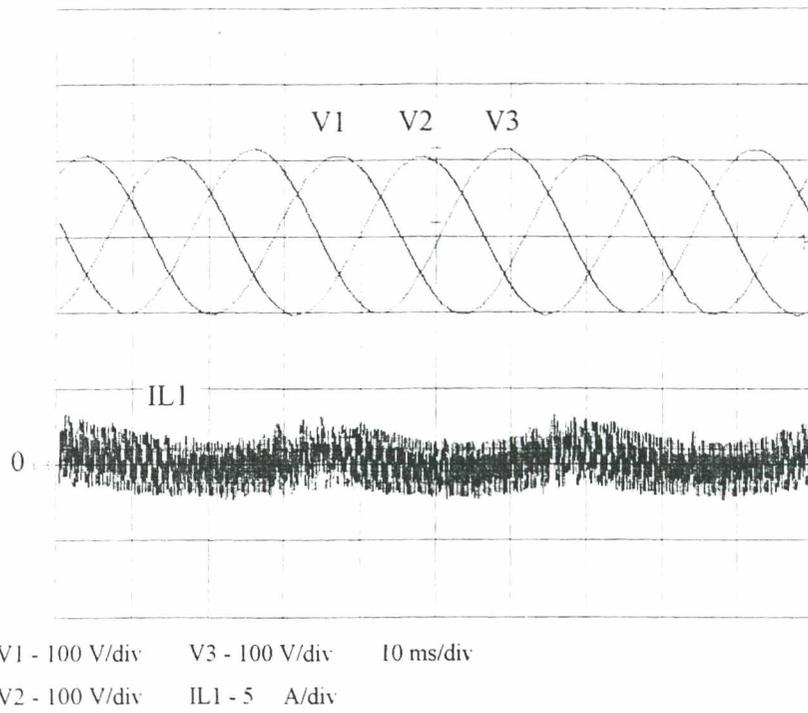


Fig. 4.17 - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 e corrente no indutor L1 operando a vazio em 30 Hz.

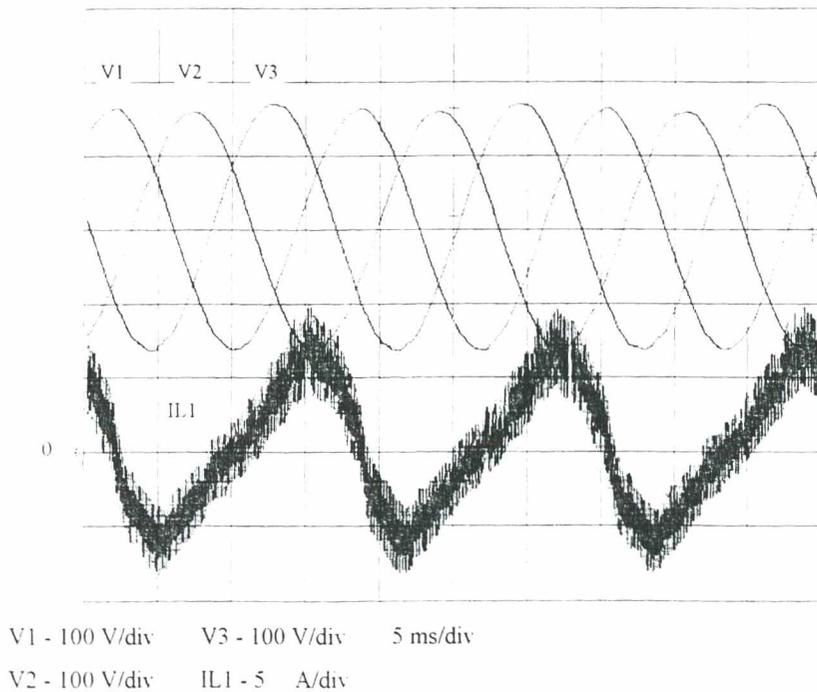


Fig. 4.18 - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 e corrente no indutor L1 operando a vazio em 60 Hz.

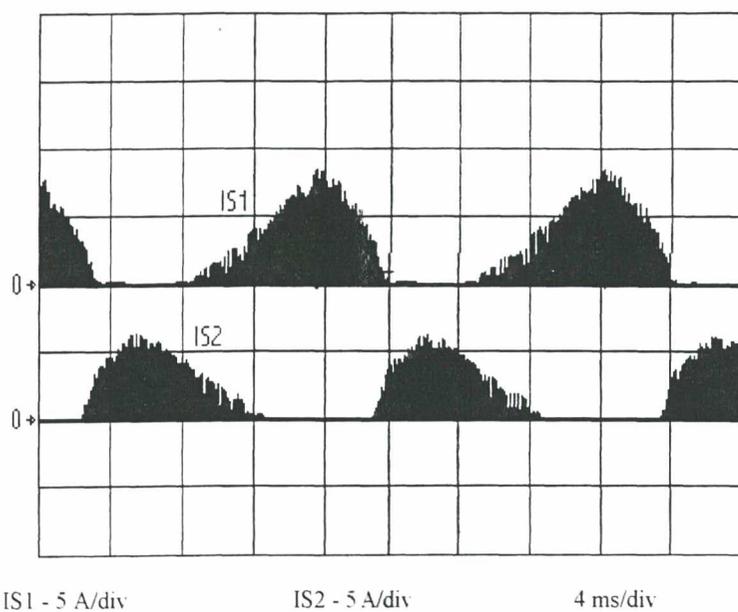


Fig. 4.19 - Corrente nos interruptores S1 e S2 a vazio.

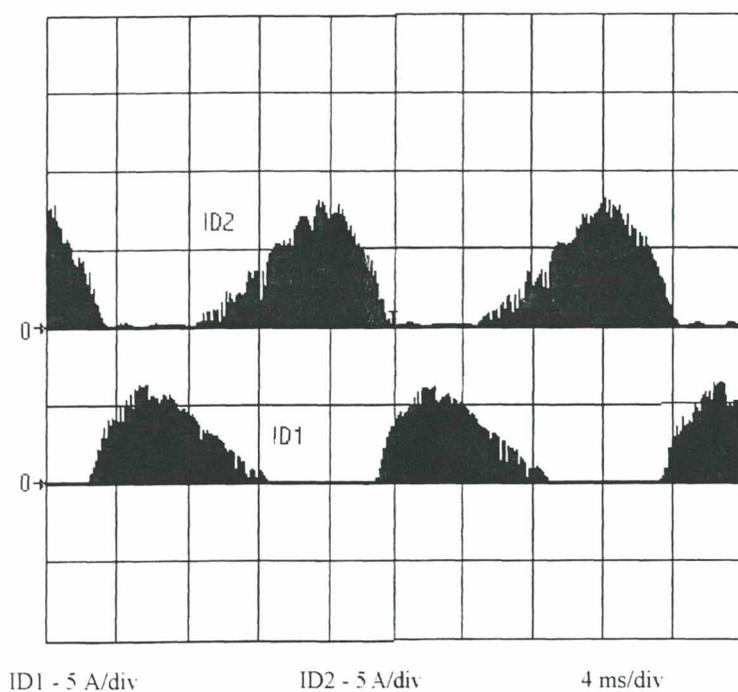


Fig. 4.20 - Corrente nos diodos D1 e D2 a vazio

Nas Fig. 4.19 e 4.20 aparecem as envoltórias das correntes nos interruptores S1 e S2 e nos diodos D1 e D2 quando operando em 60 Hz com o motor operando a vazio.

4.5.2 - Operação com carga

Apresentam-se aqui as aquisições das variáveis do inversor quando acionando um motor com um gerador CC acoplado ao seu eixo. Utilizam-se resistores como carga do gerador CC.

Nas Fig. 4.20, 4.21 e 4.22 são mostradas as tensões nos três capacitores C1, C2 e C3 além da corrente no indutor L1 em três frequências 15, 30 e 60 Hz. O circuito está operando com o maior nível de carga possível com o gerador utilizado.

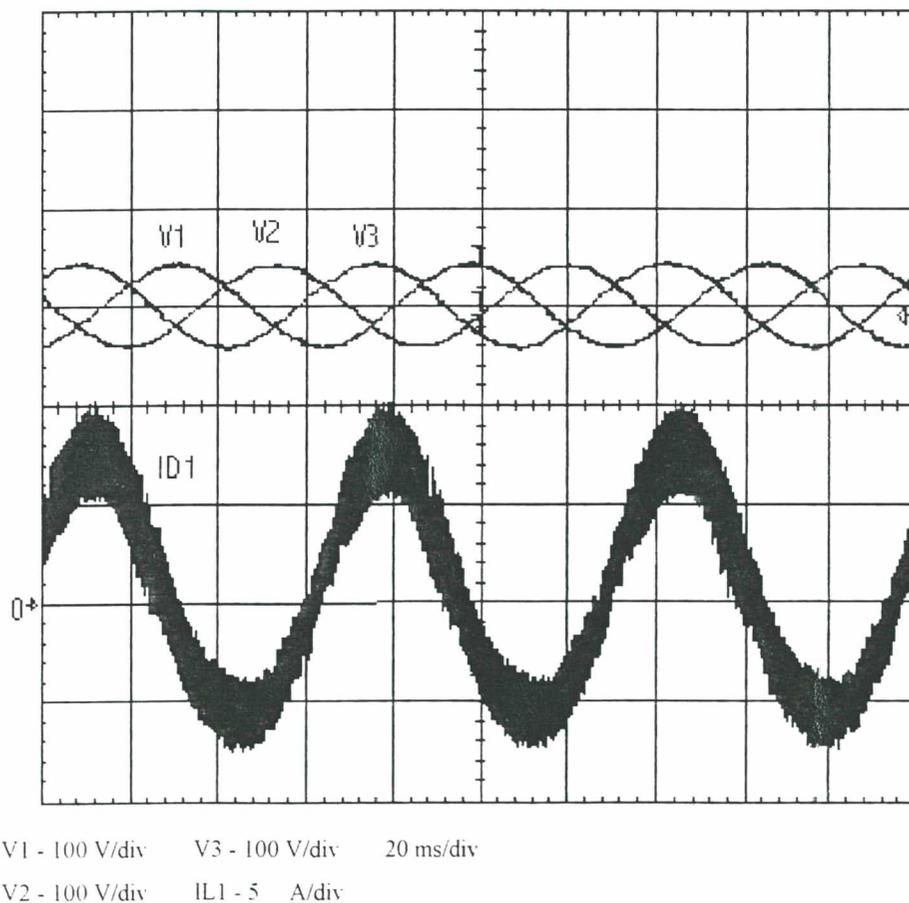
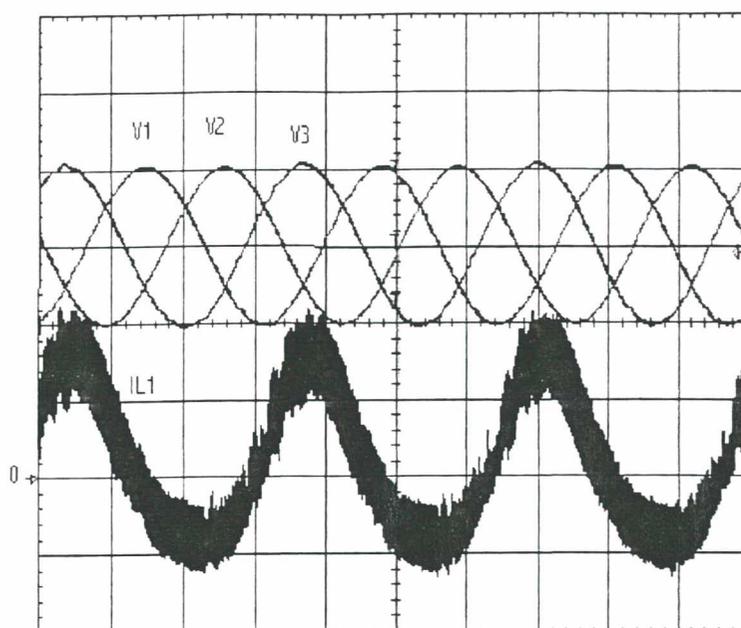
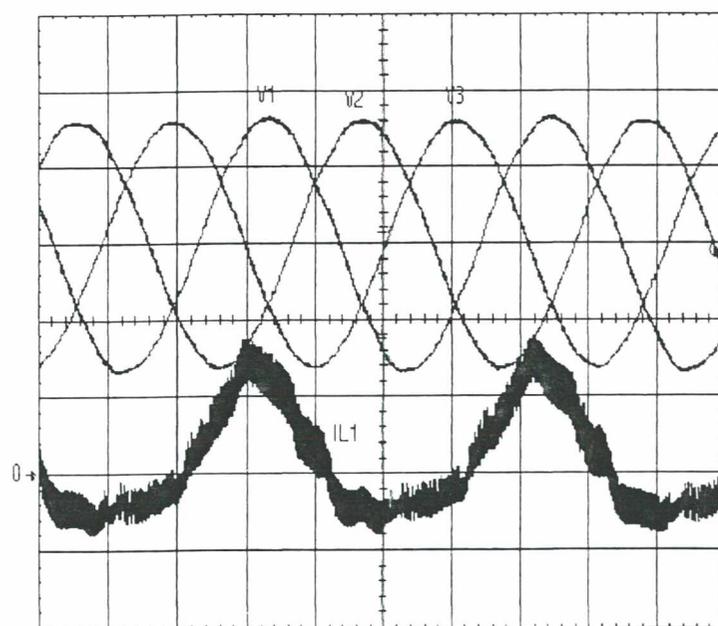


Fig. 4.20 - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 e corrente no indutor L1 em 15 Hz e fornecendo 165W@15Hz de saída.



V1 - 100 V/div V3 - 100 V/div 10 ms/div
 V2 - 100 V/div IL1 - 5 A/div

Fig. 4.21 - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 e corrente no indutor L1 em 30 Hz fornecendo 330W@30Hz de saída.



V1 - 100 V/div V3 - 100 V/div 4 ms/div
 V2 - 100 V/div IL1 - 10 A/div

Fig. 4.22 - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 e corrente no indutor L1 em 60 Hz fornecendo 660W de saída.

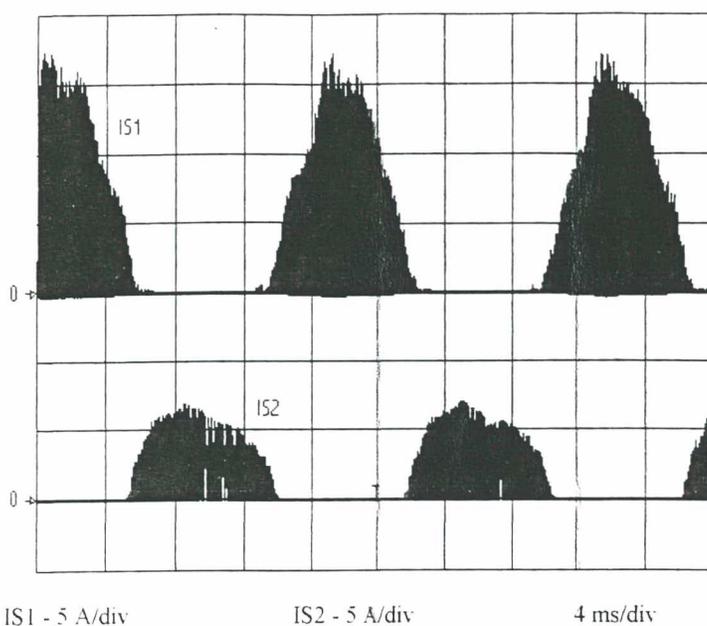


Fig. 4.23 - Corrente nos interruptores S1 (acima) e S2 fornecendo 660W@60Hz.

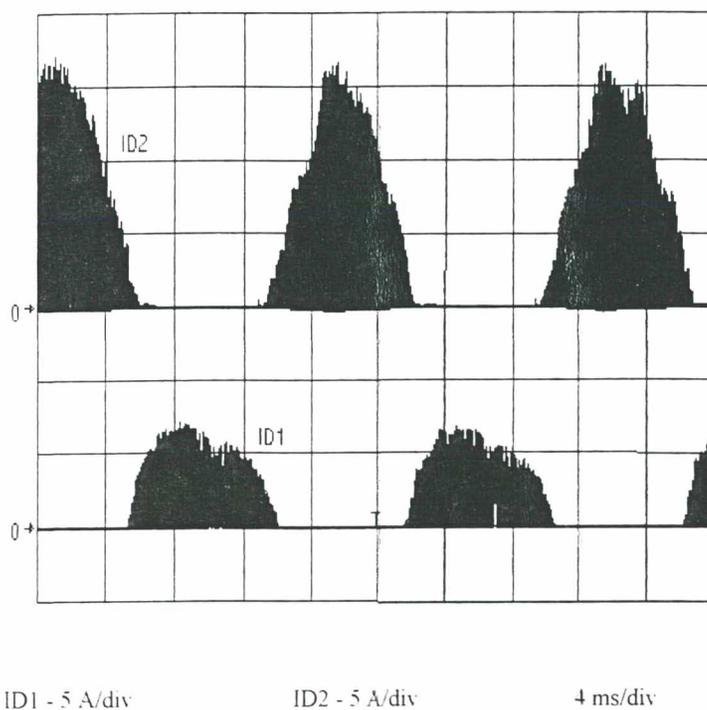


Fig. 4.24 - Corrente em D1(abaixo) e D2 fornecendo 660W @60Hz.

As Fig. 4.23 e 4.24 apresentam as correntes nos interruptores S1 e S2 e dos diodos D1 e D2 quando operando em 60 Hz e fornecendo 660 W à carga. Esta é a condição mais crítica tanto em relação à corrente quanto à tensão. Por este motivo, o dimensionamento destes componentes é feito neste ponto de operação.

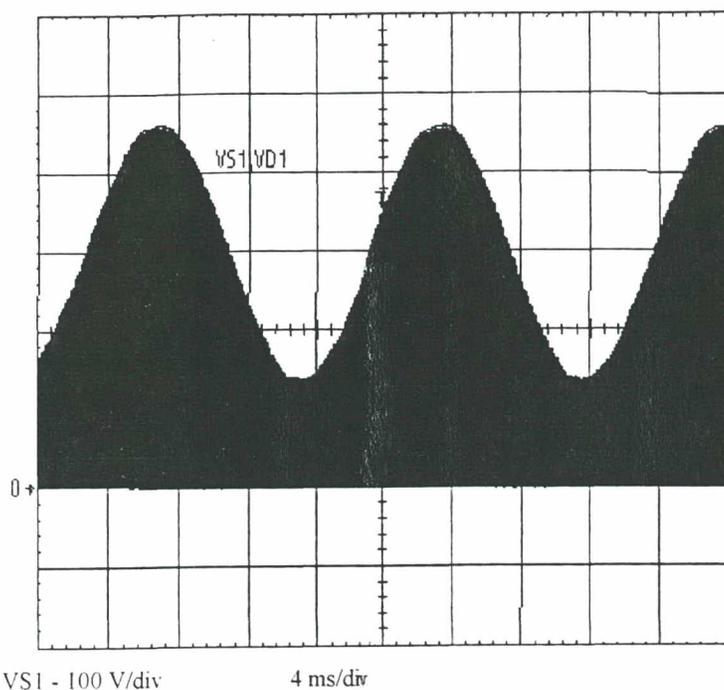


Fig. 4.25 - Tensão no interruptor S1 e diodo D1

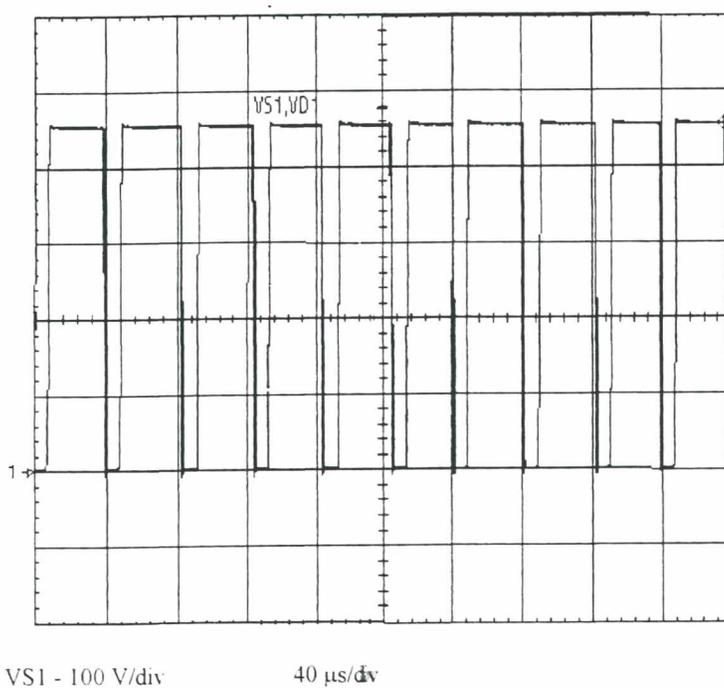
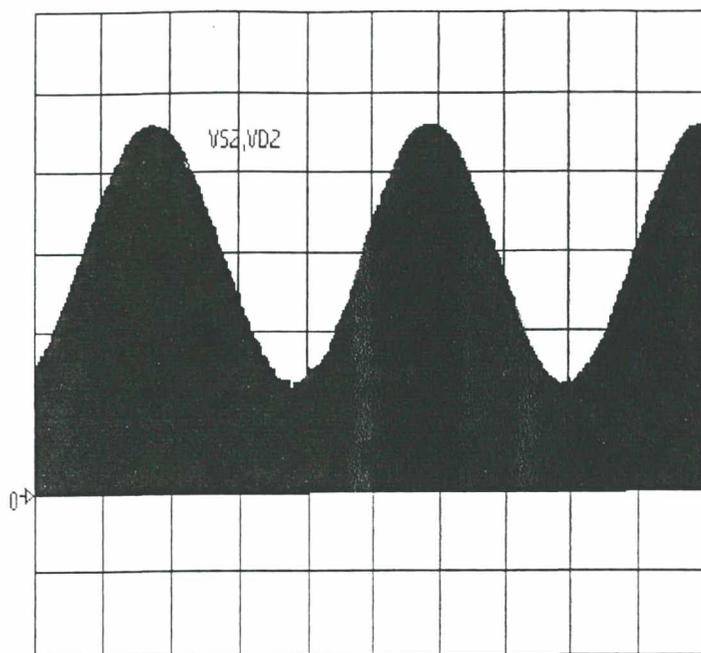


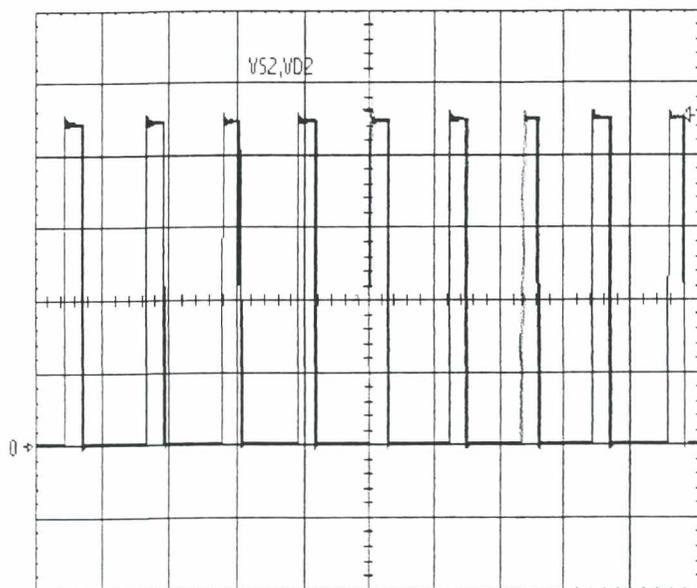
Fig. 4.26 - Detalhe da tensão do IGBT S1 e no diodo D1.

A Fig. 4.25 apresenta as envoltórias das tensões no interruptor S1 e no diodo D1. A Fig. 4.26 mostra a mesma tensão porém com escala horizontal de 40 μs/div.



VS2 - 100 V/div 4 ms/div

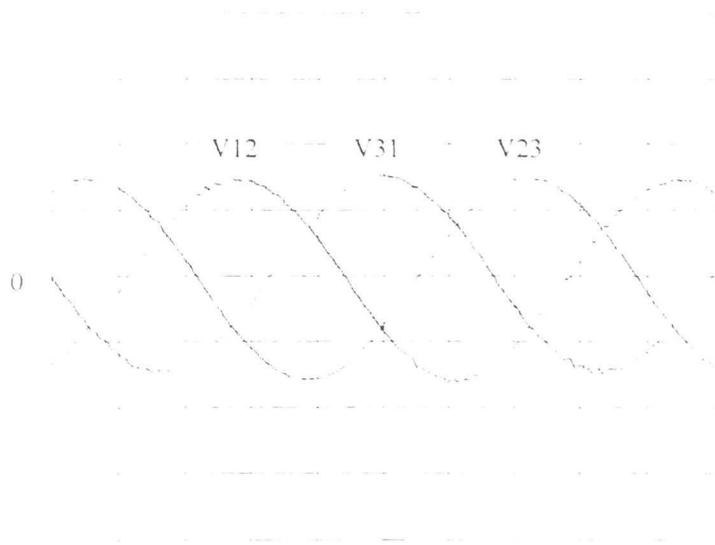
Fig. 4.27 - Tensão no interruptor S2 e diodo D2



VS2 - 100 V/div 40 μ s/div

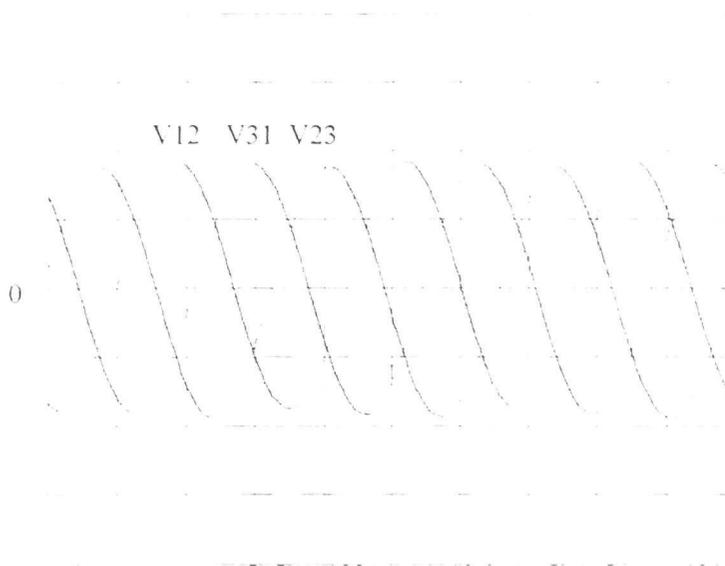
Fig. 4.28 - Detalhe da tensão do IGBT S2 e no diodo D2.

A Fig. 4.27 apresenta os envoltórios das tensões no interruptor S2 e no diodo D2. A Fig. 4.28 mostra a mesma tensão porém com escala horizontal de 40 μ s/div.



V12 - 100 V/div V31 - 100 V/div 10 ms/div
 V23 - 100 V/div

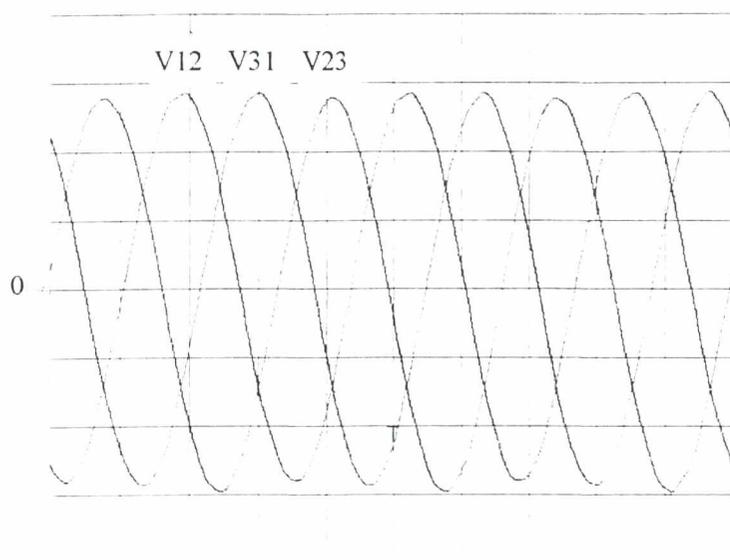
Fig. 4.29 - Tensão de linha operando em 15 Hz.



V12 - 100 V/div V31 - 100 V/div 10 ms/div
 V23 - 100 V/div

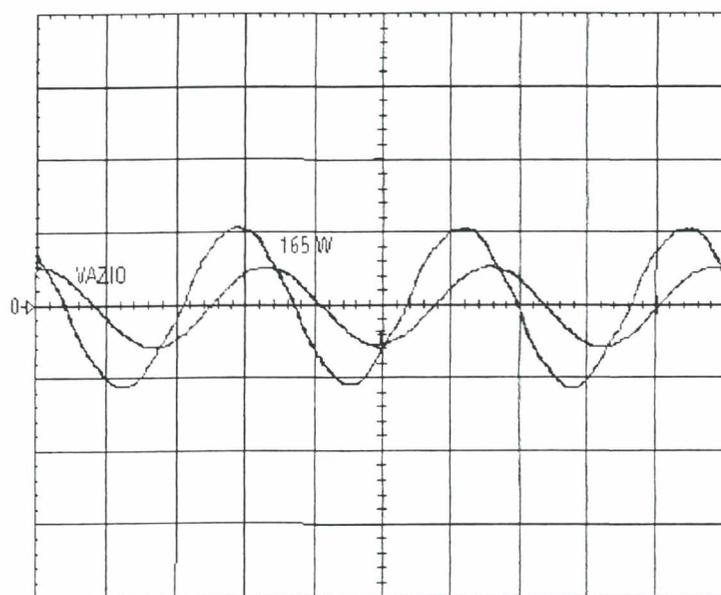
Fig. 4.30 - Tensões de linha operando em 30 Hz.

As Fig. 4.29, 4.30 e 4.31 apresentam as tensões de linha V12 (V1-V2), V23 (V2-V3) e V31 (V3-V1) em três frequências diferentes 15, 30 e 60 Hz. Pode-se notar a ausência do VCC.



V12 - 100 V/div V31 - 100 V/div 5 ms/div
 V23 - 100 V/div

Fig. 4.31 - Tensões de linha operando em 60 Hz.



IFASE1 - 2 A/div 20 ms/div

Fig. 4.32 - Corrente de fase do motor operando a vazio e fornecendo 165 W.

As Fig. 4.32, 4.33 e 4.34 apresentam a corrente de saída na fase 1 do motor em duas situações: a vazio e com carga máxima. O circuito opera em três frequências 15, 30 e 60 Hz respectivamente.

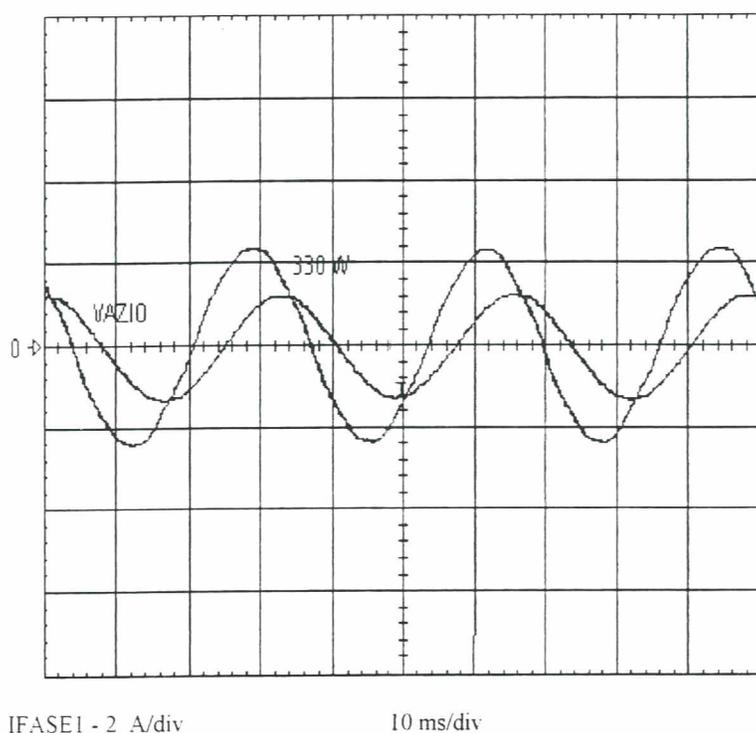


Fig. 4.33 - Corrente de fase do motor operando a vazio e fornecendo 330 W.

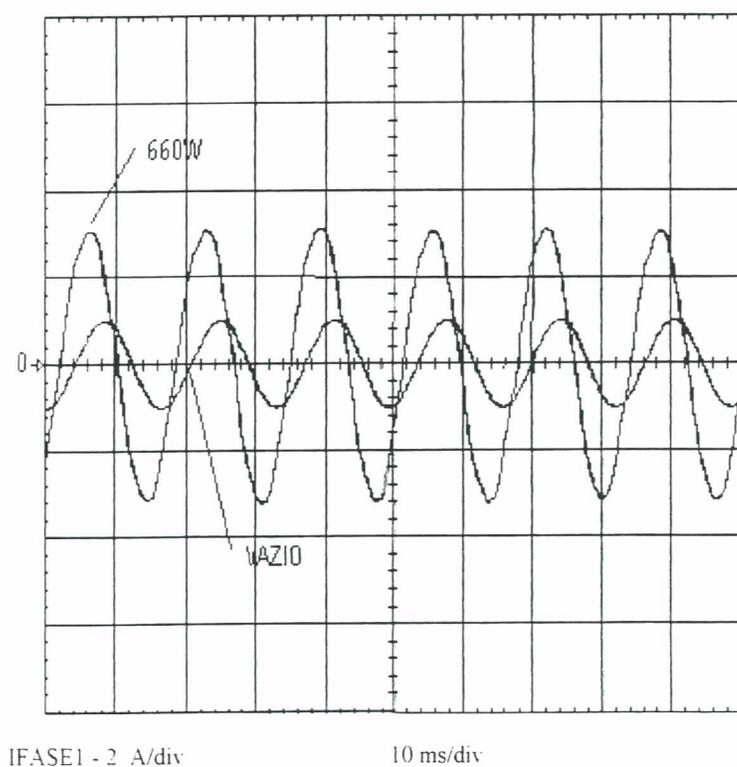


Fig. 4.34 - Corrente de fase do motor operando a vazio e fornecendo 660 W.

4.5.3 - Partida

O transitório de partida das tensões dos capacitores C1, C2 e C3, além da corrente no indutor L1, é apresentado na Fig. 4.35. O circuito foi projetado para partir com a tensão e frequência mínimas. Pode-se observar na Fig. 4.35 o bom comportamento das variáveis V1, V2, V3 e IL1.

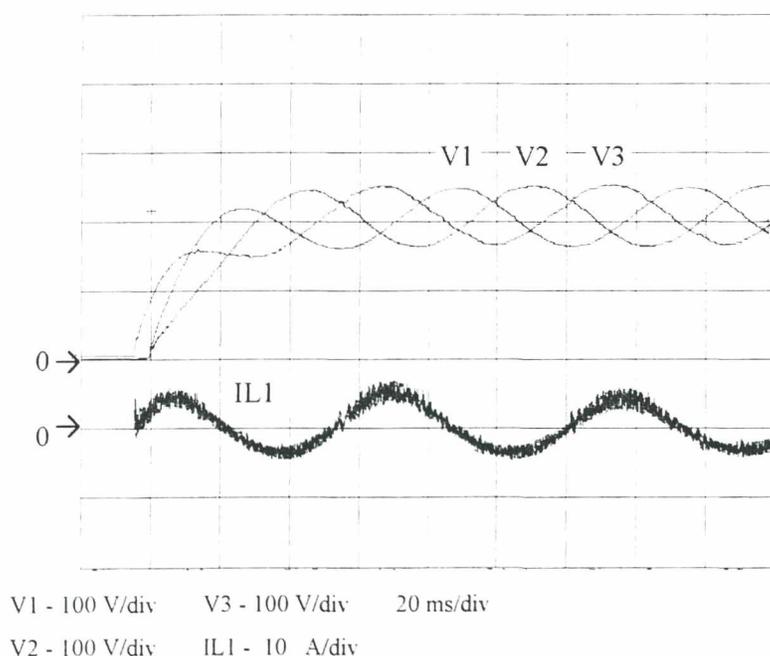


Fig. 4.35 - Tensão nos capacitores C1, C2 e C3 e corrente no indutor L1 durante a partida.

4.5 - CONCLUSÃO

Um inversor boost trifásico com controle por modos deslizantes foi implementado em bancada com a finalidade de se confirmar os estudos teóricos e de simulação realizados anteriormente.

O protótipo proposto é viável utilizando componentes de fácil aquisição no mercado. Porém a utilização de componentes discretos aumentou as dimensões do protótipo. A geração dos sinais de referência foi feita de forma digital, o que resulta em uma saída estável e a prova de perturbações externas. O circuito de controle foi elaborado a partir de

amplificadores operacionais convencionais e mostrou-se confiável. A corrente dos indutores é medida com a ajuda de um transdutor de corrente comercial. O problema da geração de uma referência de corrente foi contornado com a utilização de filtros. A tensão dos capacitores é medida diretamente. O circuito de comando dos IGBT's consiste de seis estruturas isoladas por opto acopladores. Esta solução mostrou-se superior ao "bootstrap" e ao transformador de pulsos por operar com grandes variações de frequência e largura de pulso. Os IGBT's são bloqueados por tensão "gate-source" negativa pois esta característica mostrou-se necessária.

Os resultados do inversor acionando um motor de indução trifásico comercial foram apresentados e verificou-se a capacidade do circuito de comandar este tipo de carga com uma ótima dinâmica e excelente qualidade de tensão de saída. Pequenas oscilações foram observadas mas pode-se creditar isto a perturbações nas realimentações de tensão e de corrente. O circuito mostrou-se estável em regime e durante a partida.

Devido a limitações do gerador utilizado como carga não foi possível atingir a potência de saída de 1 kW, conforme anteriormente proposto, mas sim 660 W.

CONCLUSÕES GERAIS

Nesta dissertação foi feita a análise de uma nova estratégia para controle de motores de indução trifásicos utilizando conversores boost com controle por modos deslizantes. Apresentamos uma solução viável para o acionamento de motores a indução trifásicos a partir de uma fonte CC utilizando conversores boost bidirecionais em corrente.

A solução encontrada difere de tudo atualmente produzido pelo fato de elevar e inverter a tensão de saída em uma única etapa ao contrário das técnicas convencionais que sempre o fazem em dois estágios. Isto representa um grande acréscimo de eficiência, robustez e confiabilidade ao equipamento, além de uma redução considerável de peso e volume. Os novos horizontes que esta nova topologia abre se estende por todo setor de equipamentos móveis e instalações isoladas onde a energia vem basicamente de baterias e/ou células fotovoltaicas. A possibilidade de ter um motor a indução, que é caracterizado pela pouca necessidade de manutenção e baixo custo, substituindo um motor de corrente contínua torna este produto muito interessante.

O controle por modos deslizantes foi descrito e detalhado no Capítulo II. O objetivo de produzir tensões senoidais com baixo conteúdo harmônico foi atingido. O controle mostrou-se superior às técnicas PWM convencionais. A desvantagem deste tipo de controle é a frequência de chaveamento variável, devido a característica de controle por histerese, e a dependência do ponto de operação. Estes fatores podem tornar a seleção dos parâmetros de controle complexa. Os resultados obtidos mostram que a topologia pode facilmente gerar sinais de tensão trifásica com alta qualidade e alta imunidade a variações de carga. Estas características tornam o sistema apto a acionar motores nos mais diversos regimes de carga, desde regime contínuo até cargas pulsadas.

No Capítulo IV foi apresentado o projeto e os resultados experimentais de um protótipo de 1 kW. O protótipo montado utilizando-se componentes comerciais e tecnologia basicamente analógica.

A única limitação encontrada, alto nível de estresse nas chaves de potência, é uma limitação naturalmente tecnológica que tende a ser rapidamente anulada à medida que novos componentes mais rápidos e com menores perdas forem desenvolvidos.

A montagem mostrou-se especialmente sensível às realimentações de tensão e de corrente. Foram observadas oscilações na função de deslizamento devido à interferências nestas entradas. Assim, a qualidade do capacitor de saída e do transdutor de corrente são essenciais ao perfeito funcionamento da estrutura.

Como sugestão para continuidade deste trabalho pode-se citar a implementação de toda lógica de controle em componentes digitais como DSP. Além disso a substituição do transdutor de corrente por sistemas mais simples de medição, como integração da tensão do indutor por exemplo. Estas soluções reduziriam consideravelmente o volume e custo do protótipo e melhorariam as características dinâmicas do sistema

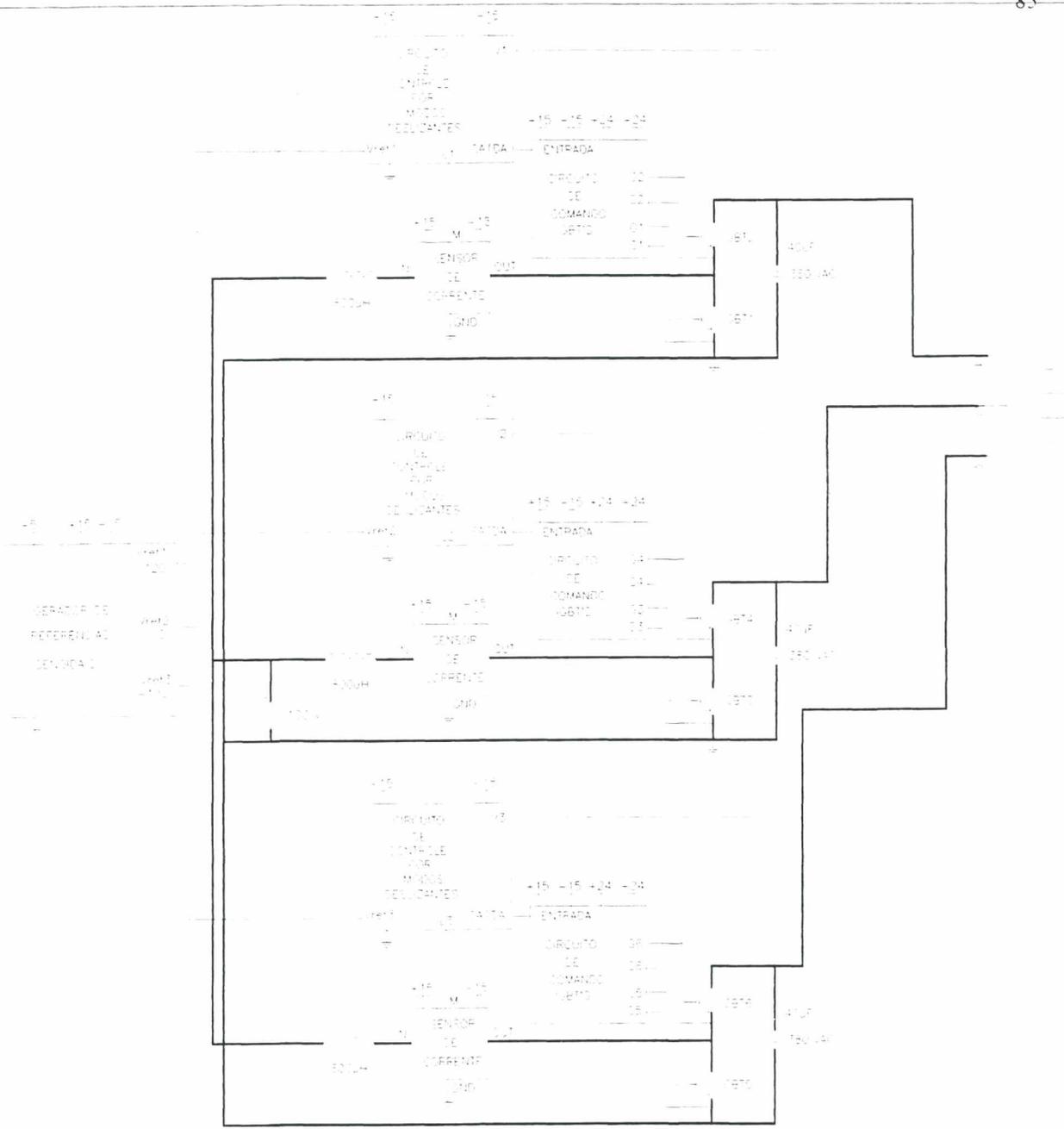
ANEXO 1

DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS DO INVERSOR BOOST TRIFÁSICO

Neste Anexo 1 apresentam-se os diagramas completos do inversor boost trifásico. Alguns diagramas representam somente uma das fase devendo ser reproduzidos nas duas fases restantes. Os diagramas foram numerados da seguinte forma:

1. Circuito de geração de referencias senoidais;
2. Circuito de controle por modos deslizantes (uma fase);
3. Circuito de comando dos IGBTs (uma fase);
4. Diagrama de potência.

Todos os resistores têm valores em Ohms [Ω].



TODAS ALIMENTAÇÕES DE +15, +12 E 0 V SAEM DA MESMA FONTE

AS 0 V SÃO ALIMENTAÇÕES DE 400V (40V INDEPENDENTES)

NER
 Universidade Federal de Goiás - UFG
 Instituto de Física
 Física Geral
 Engenharia Elétrica
 Física Geral - 1º Semestre de 1997 - 1º Ano

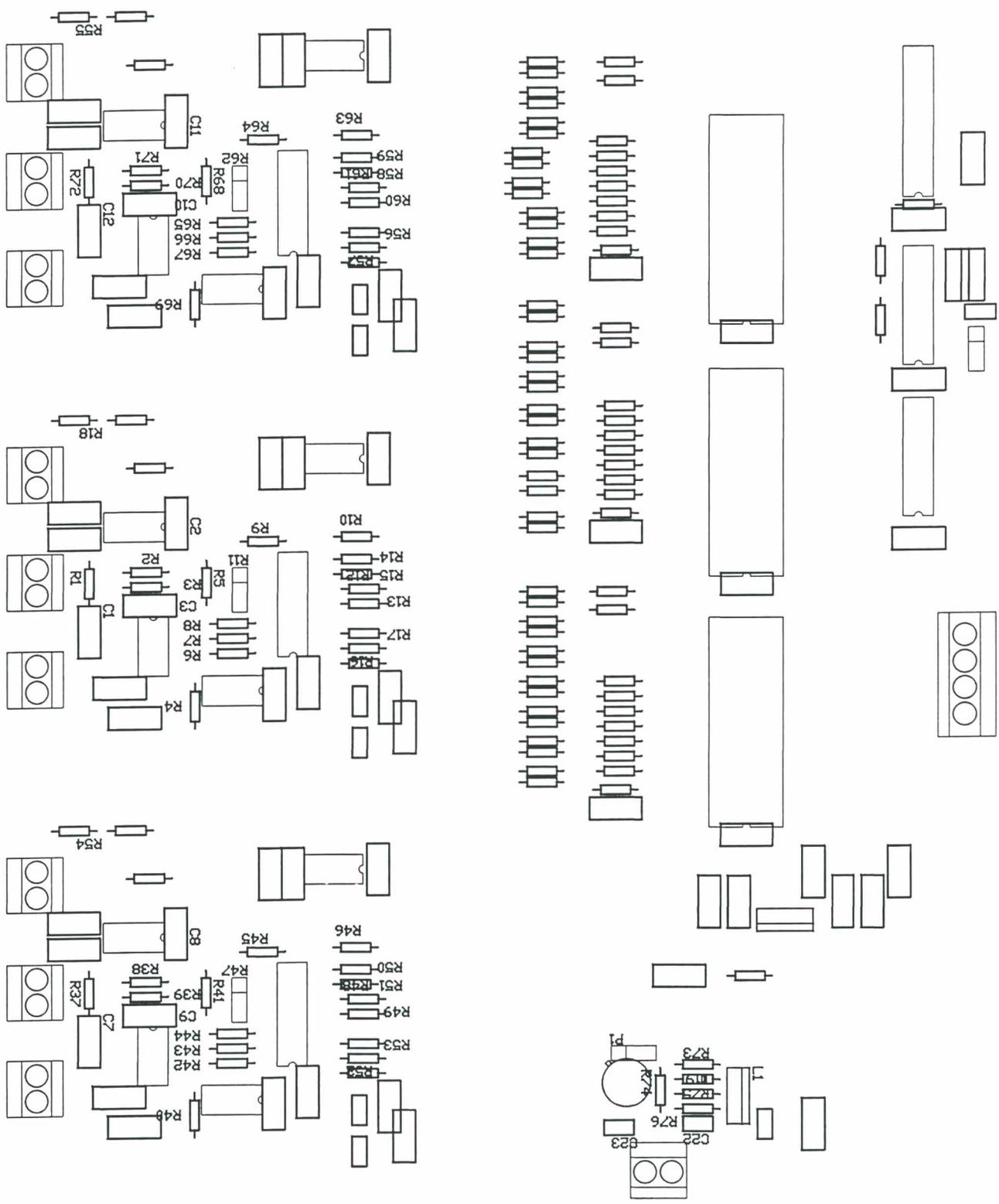
Diagrama 4 – Circuito de potência

ANEXO 2

DESENHOS DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO DO INVERSOR BOOST TRIFÁSICO

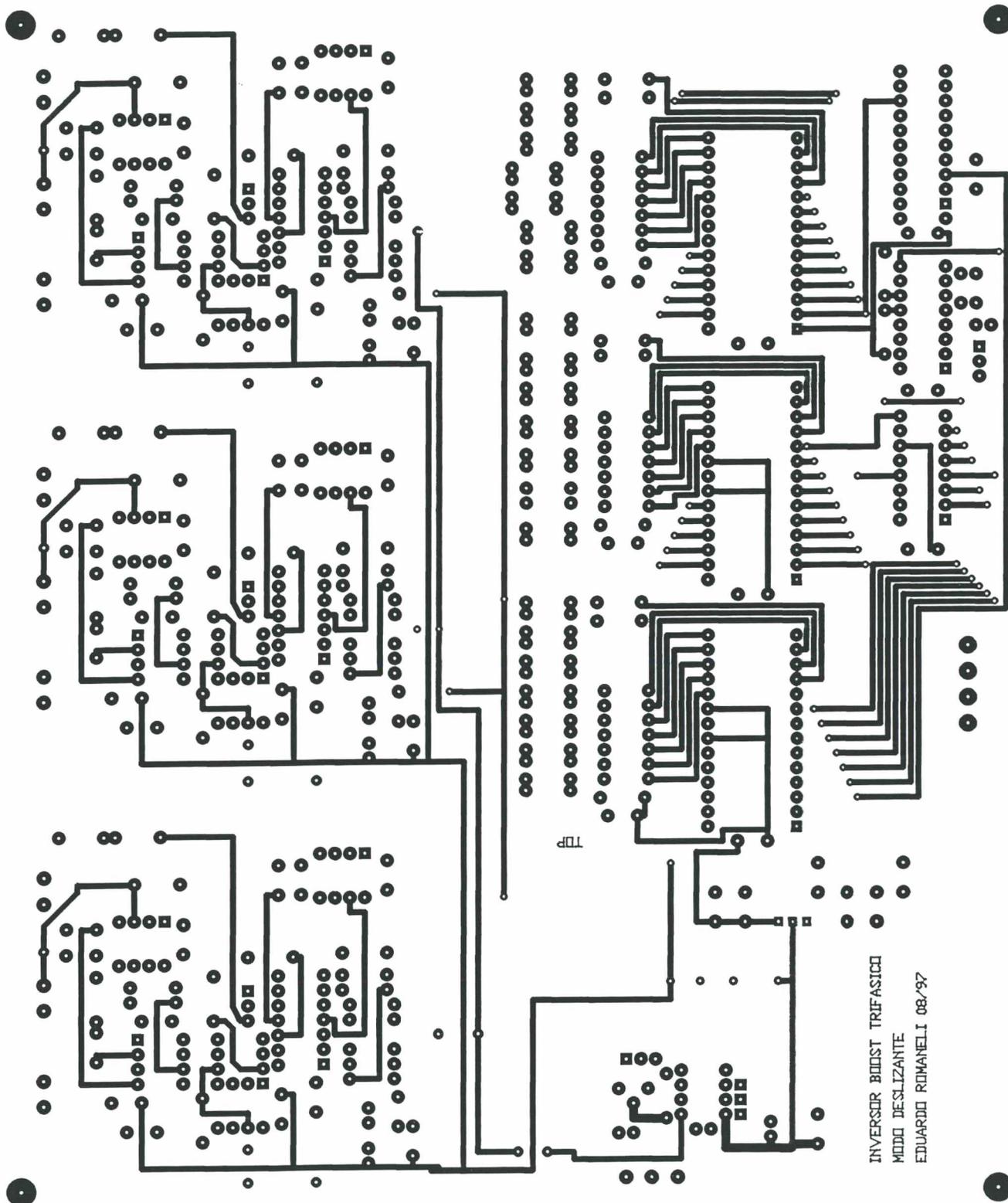
Neste Anexo 2 apresentam-se os desenhos completos das placas do inversor boost trifásico. São duas placas. A primeira contém o gerador de referência senoidal e o controle por modos deslizantes das três fases. É apresentado em escala natural. A segunda contém o comando dos IGBTs com dissipadores e os três sensores de corrente. É apresentado em escala 1:2. Os indutores boost e os capacitores de saída foram montados fora da placa. Os desenhos foram numerados da seguinte forma:

1. Placa 1 – desenho dos componentes;
2. Placa 1 – face superior;
3. Placa 1 – face inferior;
4. Placa 2 – desenho dos componentes;
5. Placa 2 – face superior;
6. Placa 2 – face inferior.



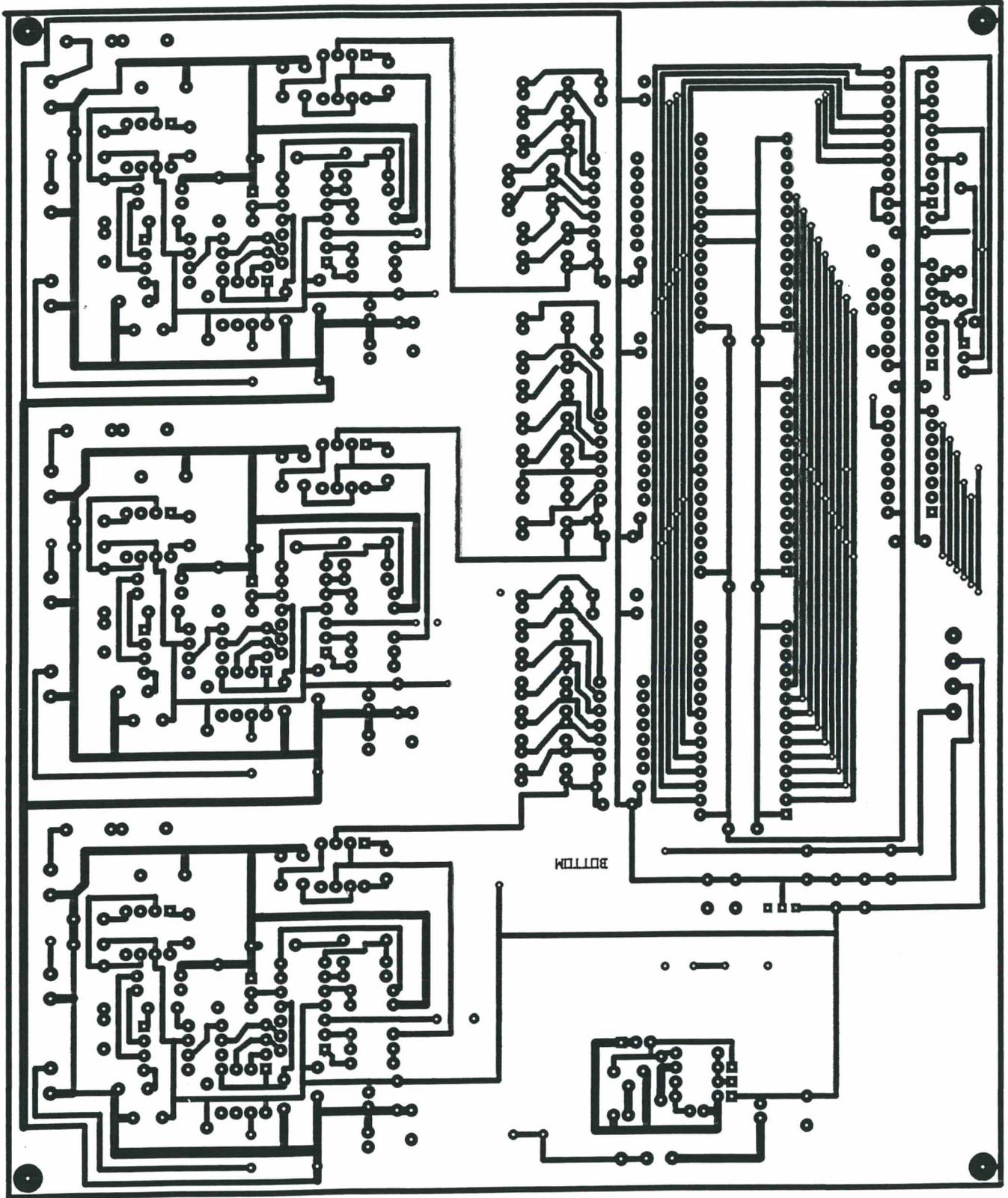
PROT02 Top Overlay

Placa 1 – Desenho dos componentes.



PROT02 Top Layer

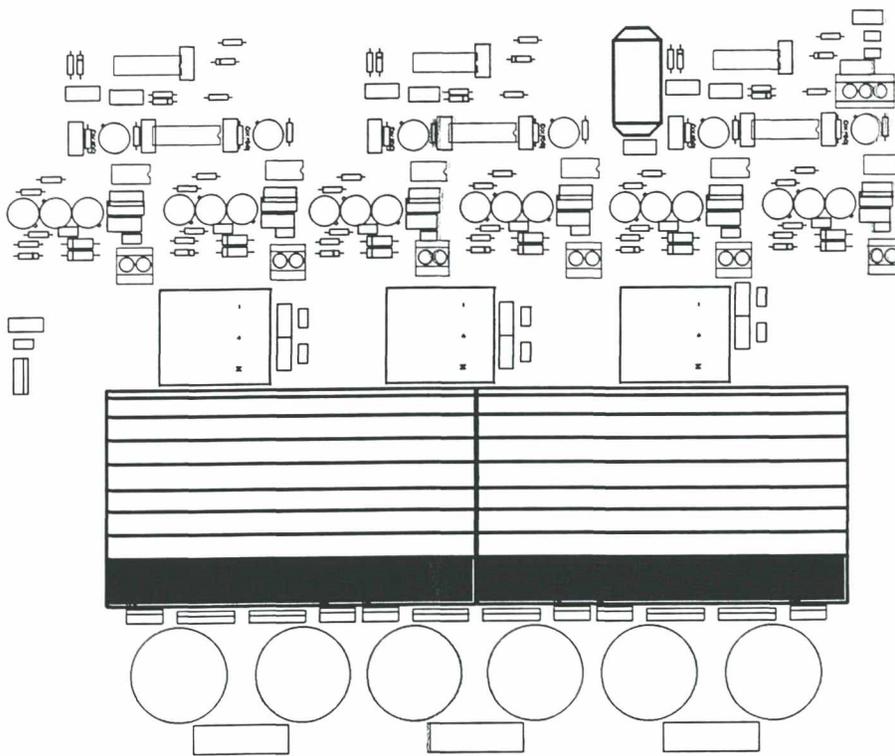
Placa 1 – Face superior.



WOLLOE

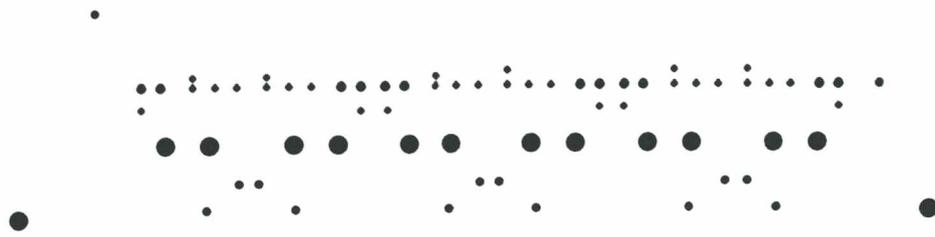
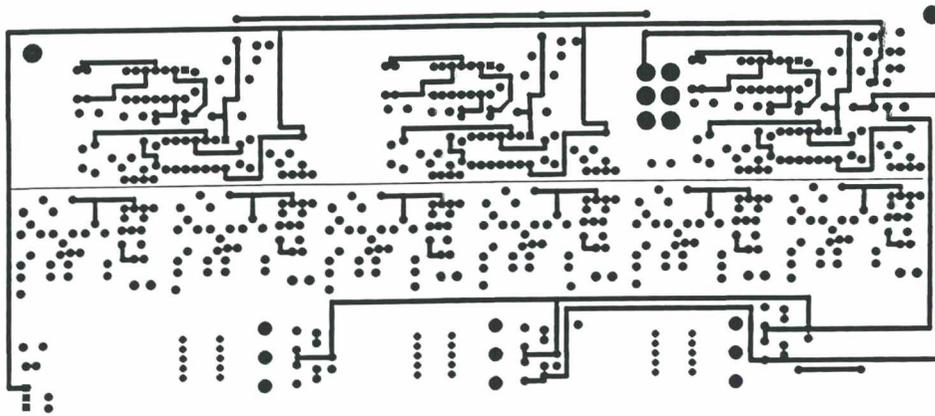
PR0T02 Bottom Layer

Placa 1 – Face inferior.



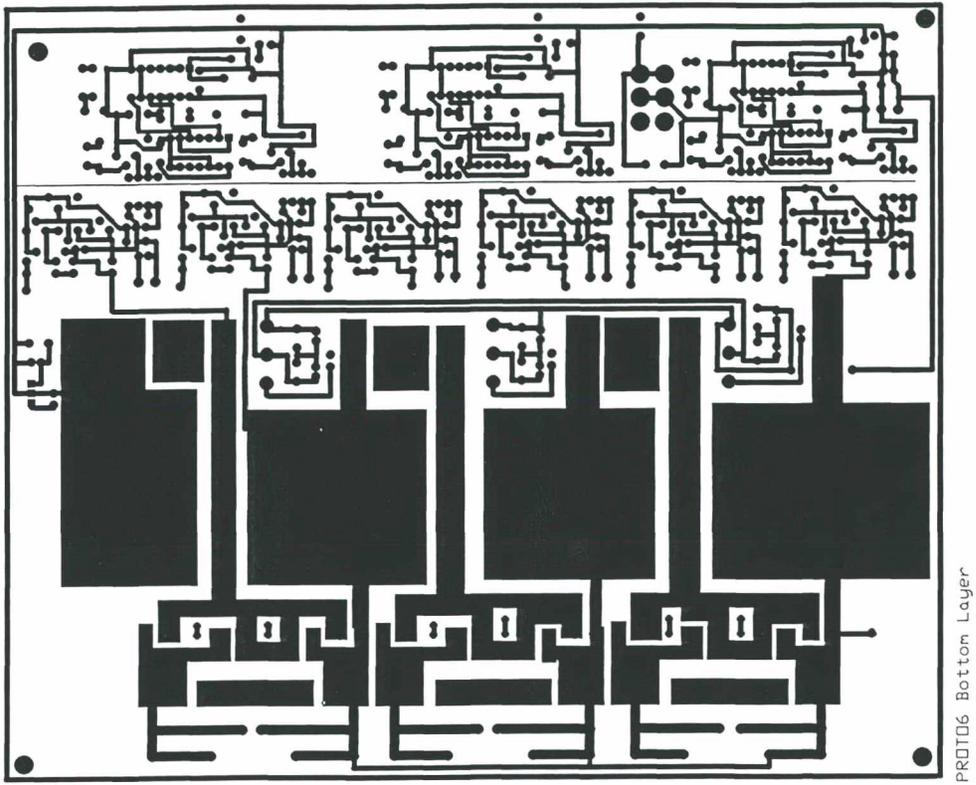
PROT06 Top Overlay

Placa 2 – Desenho dos componentes.



PR0106 Top Layer

Placa 2 – Face superior.



Placa 2 – Face inferior.

ANEXO 3

FOTOGRAFIAS DO INVERSOR BOOST TRIFÁSICO

Neste Anexo 3 apresentam-se as fotografias do protótipo do inversor boost trifásico. A placa de circuito impresso contendo: o circuito de controle por modos deslizantes, o controle de nível médio e o gerador de referência senoidal, é apresentada na Fig. A3.1.

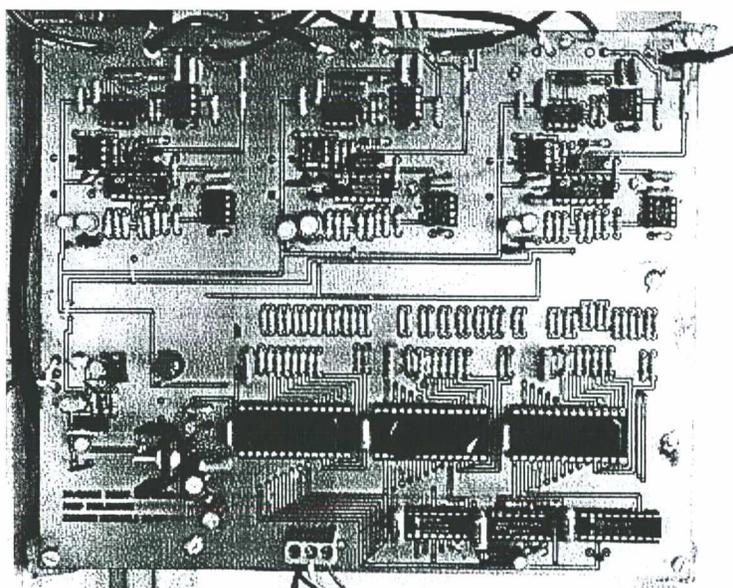


Fig. A3.1 - Placa do controle por modos deslizantes.

A placa de circuito impresso do comando está na Fig. A3.2. Ela inclui o gerador de tempo morto, o circuito de isolamento ótica, os sensores de corrente LA 25NP além dos interruptores de potência e os dissipadores. Os indutores boost são montados fora da placa de circuito impresso conforme Fig. A3.3.

Na Fig. A3.4 apresenta-se o conjunto utilizado como carga. O motor foi adaptado a uma bancada e seu eixo foi conectado a um gerador CC com alimentação de campo independente. Em sua armadura foram conectadas cargas resistivas.

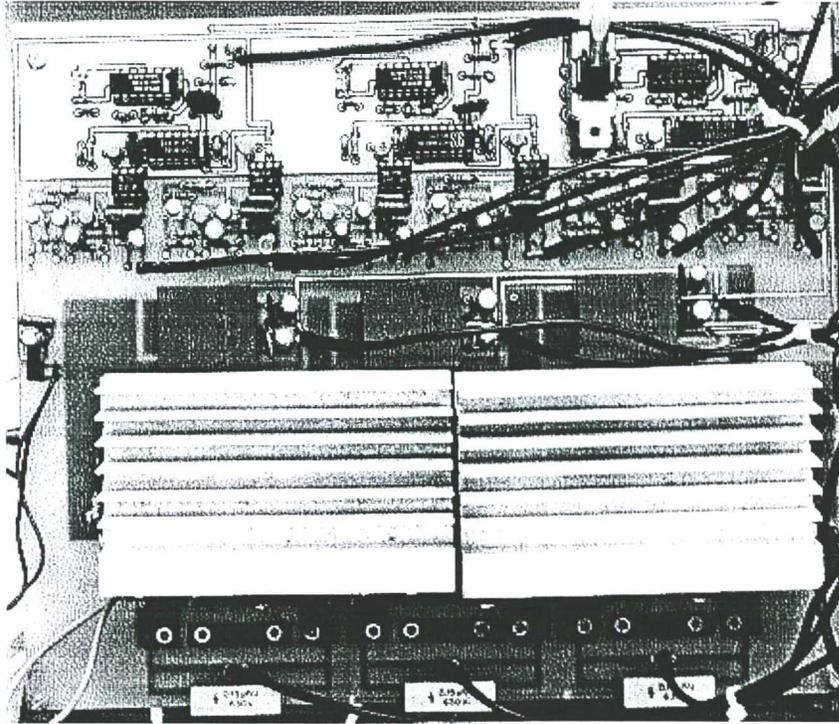


Fig. A3.2 - PCB do circuito de comando.

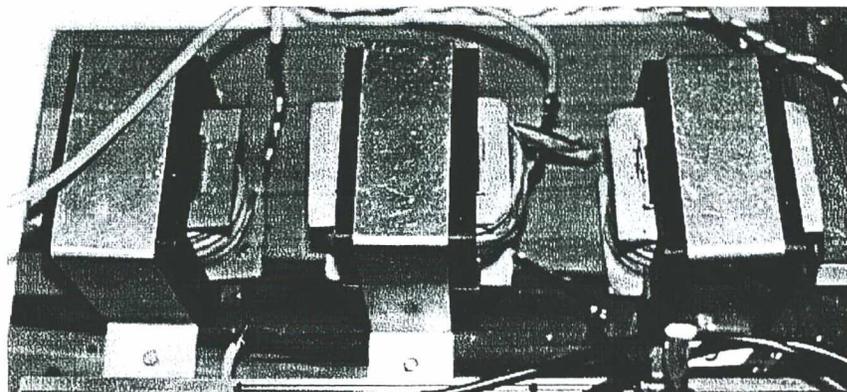


Fig. A3.3 - Indutores boost de 800uH.

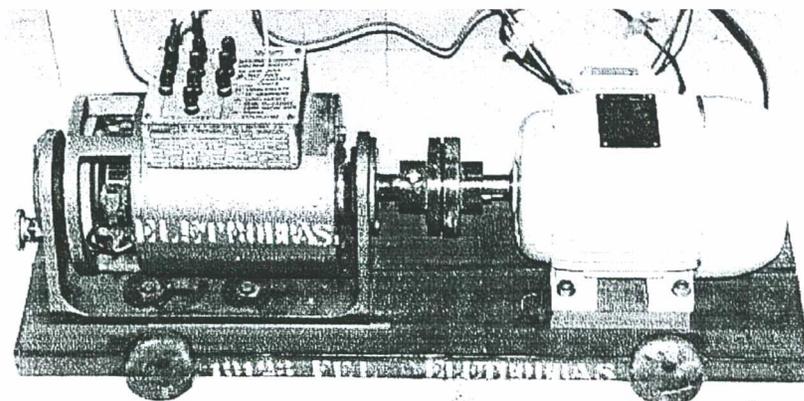


Fig. A3.4 - Motor de indução conectado ao gerador CC.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Cáceres, I. Barbi. "A Boost DC - AC Converter: Operation, Analysis, Control and Experimentation". 1995. IECON'95 Proceedings, pp. 94-99
- [2] R. Cáceres, I. Barbi. "A Boost DC -AC Converter: Design, Simulation and Implementation". 1995. COBEP'95 Proceedings, pp. 197-202.
- [3] R. Cáceres, I. Barbi. "Sliding Mode Controller for the Boost Inverter". 1996. CIEP 96 Proceedings, México, pp. 247-252.
- [4] Ramón Cáceres. "Família de Conversores CC - CA Derivados dos Conversores CC - CC Fundamentais". Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 1997. Florianópolis - SC.
- [5] R. P. T. Bascopé, A. Perín. "O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência". Sagra Luzzato. Porto Alegre, 1997.
- [6] I. Barbi, "Projeto de Fontes Chaveadas",. INEP, UFSC, 1990. Publicação Interna.
- [7] D. Stout, M. Kaufman. "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design". McGraw-Hill, 1976.
- [8] Mohan, Underland, Robbins. "Converter, Applications and Design". IEEE Press 1995.
- [9] Dixon, Lloyd H.. "Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual". 1986. Unitrode. Lexington, MA, EUA.