

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

INVERSOR MONOFÁSICO DE CORRENTE COM CONTROLE POR
MODO DESLIZANTE

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



VANDERLEI ANTUNES DE MELLO



0.297.011-5

UFSC-BU


FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1998

INVERSOR MONOFÁSICO DE CORRENTE COM CONTROLE POR MODO DESLIZANTE

VANDERLEI ANTUNES DE MELLO


Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, especialidade Eletrônica de Potência e aprovada em sua forma final pelo curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

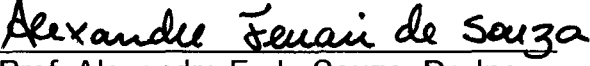

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
ORIENTADOR


Prof. Idemar Cassana Decker, Dr. Ing.
Coordenador do curso de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Alexandre F. de Souza, Dr. Ing.

*Se o dinheiro for a sua esperança de independência, você jamais a terá.
A única segurança verdadeira consiste numa reserva de sabedoria, de experiência e
de competência. (Henry Ford)*

À DEUS...

AGRADECIMENTOS

Os agradecimentos após a realização de um trabalho bem sucedido são inúmeros, dependendo apenas da humildade de quem recebeu em saber retribuí-los.

É difícil destacar ou quantificar a importância de um auxílio que se tem quando nem se sabe ao certo de onde vieram todas manifestações de apoio, por certo, vieram de pessoas que estão interessadas na divulgação do saber, na dignificação do homem e na construção de um amanhã melhor.

Agradeço a Deus pela luz e perseverança em todos os momentos.

Ao povo brasileiro, estes contribuintes que financiaram esta etapa de minha formação profissional e À CAPES pelo gerenciamento dos recursos financeiros.

Ao Professor Arnaldo José Perin, pela sua dedicada e involuntária orientação, pelo seu companheirismo e aconselhamento em todas as etapas deste trabalho.

Ao Wail Pastorello Filho pela imensa contribuição dada a este trabalho, pela compreensão e pronto auxílio nas inúmeras vezes que foi solicitado.

Aos Professores do Instituto de Eletrônica de Potência INEP/UFSC: Denizar Cruz Martins, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr, João Carlos Fagundes, Alexandre Ferrari de Souza e Ivo Barbi, pela incansável dedicação à nossa formação profissional.

À banca examinadora pela disponibilidade de analisar e criticar este trabalho.

Aos amigos de convivência e companheirismo ao longo destes dois anos: Marcelo Lobo Heldwein, Marcos Antonio Cardoso de Lima, Muriel Bittencourt de Liz, Roger's Demonti, Osvanil Oliveira Pereira, Faruk Jose Nome Silva.

Aos Técnicos Antonio Luiz S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho pela presteza e auxílio.

Aos colegas e funcionários do INEP.

SUMÁRIO

RESUMO	IX
ABSTRACT	X
SIMBOLOGIA	XI
INTRODUÇÃO GERAL	XIV
CAPÍTULO 1: O CONTROLE POR MODO DESLIZANTE	
1.1. INTRODUÇÃO	1
1.2. O CONTROLE EM EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS: TEORIA	2
1.3. COMPORTAMENTO DAS TRAJETÓRIAS DE ESTADO NO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE	4
1.4. TRAJETÓRIAS DAS EQUAÇÕES DE ESTADO PARA O INVERSOR DE CORRENTE.....	10
1.5. CONCLUSÕES	14
CAPÍTULO 2: ANÁLISE DO INVERSOR DE CORRENTE	
2.1. INTRODUÇÃO	15
2.2. TOPOLOGIA DO INVERSOR DE CORRENTE.....	15
2.3. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR	17
2.4. PRIMEIRA ETAPA (t_0, t_1).....	17
2.5. SEGUNDA ETAPA (t_1, t_2).....	18
2.6. TERCEIRA ETAPA (t_2, t_3)	18
2.7. QUARTA ETAPA (t_3, t_4).....	19
2.8. QUINTA ETAPA (t_4, t_5).....	20
2.9. SEXTA ETAPA (t_5, t_6)	20
2.10. COMUTAÇÕES COM D VARIANDO SENOIDALMENTE (60Hz)	22
2.11. MODELAGEM DO CIRCUITO E FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO INVERSOR	24
2.12. CONCLUSÕES	28
CAPÍTULO 3: METODOLOGIA DE PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE	
3.1. INTRODUÇÃO	29
3.2. IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE.....	30
3.3. OBTENÇÃO DO SINAL DE ERRO DE CORRENTE E SUA DERIVADA	32

CAPÍTULO 4: IMPLEMENTAÇÕES E RESULTADOS PRÁTICOS

4.1. INTRODUÇÃO	68
4.2. O CIRCUITO GERAL DO INVERSOR DE CORRENTE.....	69
4.3. FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR	69
4.4. PONTE DE INTERRUPTORES	70
4.5. CAPACITOR DE SAÍDA	71
4.6. PROJETO DO INDUTOR DE SAÍDA	71
4.7. CARGA RESISTIVA.....	74
4.8. CIRCUITO DE CONTROLE.....	74
4.9. FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO	76
4.10. REFERÊNCIAS PARA A CORRENTE E SUA DERIVADA	77
4.11. CIRCUITOS PARA AMOSTRAGEM – SENSORES	79
4.12. CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES	81
4.13. CIRCUITO DE ACIONAMENTO DOS INTERRUPTORES	83
4.14. FONTES DE ALIMENTAÇÃO AUXILIARES	85
4.15. RESULTADOS PRÁTICOS	86
4.16. RESPOSTA PARA ONDA QUADRADA	100
4.17. RENDIMENTO DA ESTRUTURA.....	101
4.18. ANÁLISE HARMÔNICA DA ESTRUTURA	102
4.19. CONCLUSÕES	104
CONCLUSÃO GERAL	105
ANEXO	
ARQUIVO DE SIMULAÇÃO PARA REFERÊNCIA SENOIDAL.....	108
PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	112
DEFASAGEM DAS REFERÊNCIAS	112
SENSORES	113
CIRCUITO DE CONTROLE	114
CIRCUITO DE COMANDO E ACIONAMENTO	115
CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	117
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	118

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e a implementação de um inversor CC-CA com enfoque na topologia de um inversor de corrente. O método de controle é baseado em Sistemas a Estruturas Variáveis, caracterizando o Controle por Modo Deslizante (SMC). Este método de controle apresenta as vantagens de redução de ordem, de procedimento de projeto, rejeição à perturbações, variações de parâmetros e facilidade de implementação.

A estrutura que será implementada é a de um inversor monofásico de corrente em ponte completa que possui estruturas variáveis com mesmas características para a comutação dos interruptores. Com a técnica de controle utilizada, tem-se uma resposta a transitórios com uma dinâmica muito rápida, limitada apenas pela frequência de comutação utilizada para os interruptores.

É apresentada uma análise teórica do inversor e também resultados experimentais, onde os conceitos apresentados são testados por simulação e experimentalmente em um protótipo de 1000 VA, construído baseado na metodologia aqui apresentada.

Os resultados de funcionamento para cargas lineares são apresentados.

ABSTRACT

This work presents the study and development of a DC-AC inverter focusing a current inverter topology. The control method is based on Variable Structure Systems, which characterizes the Sliding Mode Control (SMC). This control method presents the advantages of order reduction, design, rejection to disturbances, parameters variations and ease implementation.

The structure to be implemented is a full-bridge, single-phase current inverter which have variable structures with identical commutation characteristics at the switches. With the control method used, the transitory response has a very fast dynamic, limited only by the switching frequency.

A theoretical analysis and experimental results of the inverter are presented, where the concepts are tested by simulation and experimentally in a prototype of 1000 VA, which was built based on the presented methodology.

The operation results for linear loads are presented.

SIMBOLOGIA

c	Sinal controlado (corrente de saída do inversor)
\dot{c}	Derivada do sinal controlado (tensão no indutor)
C_o	Capacitor da estrutura de potência do inversor
D	Razão cíclica
ε	Erro residual de corrente
$\dot{\varepsilon}$	Erro residual de tensão
f_c	Freqüência de comutação dos interruptores
f_o	Freqüência ressonância
G_I	Ganho de corrente
G_{Ir}	Ganho de referência de corrente
G_s	Ganho da função de controle
G_v	Ganho de tensão
G_{vr}	Ganho de referência de tensão
H	Função de transferência do inversor
I_{AB}	Corrente instantânea entre os pontos A e B
i_c	Corrente instantânea no capacitor C_o
i_{in}	Corrente da fonte de entrada
i_L	Corrente instantânea no indutor L_o
i_o	Corrente de saída
i_Q	Corrente instantânea no transistor Q
i_S	Corrente instantânea no interruptor S
i_z	Corrente instantânea na carga Z_o

K_f	Coeficiente de forma
m	Função domínio de excitação
M	Índice de modulação da corrente de entrada
L_o	Indutor da estrutura de potência do inversor
Q_L	Potência reativa no indutor L_o
r	Referência instantânea para a corrente de saída do inversor
\dot{r}	Referência instantânea para a tensão no indutor
Z_o	Impedância Genérica de Carga
R_o	Carga resistiva
s	Função de controle
S_l	Interruptores formados pelos transistores e diodos ($Q_l + D_l$)
t	tempo
T_c	Período relativo à frequência de comutação
V_{Co}	Tensão instantânea no capacitor C_o
V_{gs}	Tensão Gate Source nos transistores IGBT
V_{in}	Tensão na fonte de entrada
V_L	Tensão instantânea no indutor L_o
V_o	Tensão instantânea na saída do inversor
V_s	Tensão instantânea no interruptor S
V_z	Tensão instantânea na carga Z_o
x_1	Variável do eixo das abcissas do plano de fase
x'_1	Variável do eixo das abcissas do plano de fase na mudança de referencial
x_2	Variável do eixo das ordenadas do plano de fase

x'_2	Variável do eixo das abcissas do plano de fase na mudança de referencial
α_1	Ganho do sinal da derivada de erro do controlador
α_2	Ganho do sinal de erro do controlador
α_1^2, α_2^2	Matriz dos coeficientes que determinam a evolução da trajetória
δ	Função de temporização para operação em frequência fixa
ψ	Coefficientes para as trajetórias no plano de fase
φ	Sinal algébrico da função excitação
Δ	Variação de sinal
ω_0^2	Frequência natural de ressonância do par L_0C_0
ξ	Coefficiente de amortecimento do circuito ressonante

INTRODUÇÃO GERAL

Dada a crescente necessidade de se projetar e construir equipamentos e dispositivos eletrônicos de maior confiabilidade e com melhores desempenhos, surge como alternativa primeira a de pesquisar e experimentar técnicas que atendam estes propósitos.

A pesquisa, quando conduzida para atender propósitos que visem um melhor conforto para a humanidade e quando não traz prejuízos ao meio ambiente é de grande importância para a evolução tecnológica ou científica.

No que se refere à Eletrônica de Potência, tem-se um crescimento tecnológico muito rápido, tanto no que se refere à constituição de dispositivos eletrônicos quanto a maneira de se dar novos conceitos às estruturas já conhecidas. Deste modo, analisa-se essas estruturas com uma visão diferente e adapta-se técnicas já consolidadas em outras aplicações e agora adequadas às necessidades da nova implementação.

Nessa busca constante de melhoramento, novas propostas são sugeridas e pesquisadas para atender e solucionar com melhor eficiência, rendimento e confiabilidade de estruturas já consolidadas. Agregado a isso, esta pesquisa de dissertação de mestrado tem como objetivo o estudo de um equipamento eletrônico que contribua para a transformação de energia elétrica utilizando-se de uma estrutura robusta, com a topologia de um inversor de corrente e com uma técnica de controle com rápida resposta aos transitórios de carga ou da fonte de alimentação.

Este equipamento é um inversor monofásico alimentado em corrente que tem o seu controle por um método pouco convencional, ou seja o controle não-linear, usando técnicas baseadas em Sistemas de Estruturas Variáveis.

A idéia de todo processamento de energia é processar elevados níveis de potência com o melhor rendimento. Como isso implica em atender um número variado de cargas ou uma carga de grande importância, o método de controle deve propiciar uma grande confiabilidade e que possa responder com maior rapidez a uma perturbação no sistema.

A questão do rendimento do inversor não foi aprofundada neste trabalho, sendo que o enfoque está direcionado à questão de estabilidade do sistema e à dinâmica da estrutura. Com a utilização de interruptores do tipo IGBT as principais perdas são devidas à comutação, que nesta estrutura é dissipativa e não emprega-se nenhuma técnica de redução das perdas devidas às comutações dos interruptores, o que acarretará como consequência um rendimento não muito elevado.

Os métodos convencionais de controle, como o controle linear, tem suas respostas à perturbações lentas, ou seja, o transitório de uma perturbação não é imediatamente corrigido. Esta é uma das principais deficiências dos processadores estáticos de energia baseados nestes métodos de controle. De certa forma, esse atraso na resposta não é crítico para algumas aplicações e estes métodos de controle atendem a estabilidade requerida. Dependendo da aplicação, não são adequados, pelos atrasos que introduzem comprometendo a dinâmica de toda a estrutura. O uso do controle baseado em Sistemas a Estruturas Variáveis, que está

1.2. O CONTROLE EM EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS: TEORIA

Durante as últimas décadas o estudo do controle e a modulação de inversores eletrônicos de potência tem sido uma área de pesquisa intensa, o que resultou em uma grande variedade de estratégias desenvolvidas, como projetos de controle de estabilização de alto desempenho e sistemas de controle adaptáveis para sistemas dinâmicos que têm que operar em ambientes com perturbações aleatórias. Desenvolveu-se através destas pesquisas uma grande variedade de novas técnicas de controle, como controle por histerese (“bang-bang”), controle linear-saturado, controle de perturbação adaptável, novos métodos através de tempo real, controle adaptável linear e outros com aplicações restritas [9].

Para o controle de inversores do tipo senoidais, aplicavam-se, até então, controles do tipo “feedforward” em malha aberta para produzir a forma de onda e uma malha de realimentação com a amostragem do valor eficaz (“feedback rms”) relativamente lenta para regular a tensão de saída [8]. Estes tipos de controladores apresentavam uma resposta lenta para transitórios de carga e necessitavam de vários ciclos da forma de onda de saída para atingir a estabilidade. Com esse controle lento, a aplicação de grandes cargas não lineares poderiam distorcer a forma da tensão de saída.

Com a utilização de técnicas de controle realimentado, a tensão de saída pode ser controlada continuamente, ao invés de utilizar um sistema baseado na medição do valor eficaz. Estes controladores denominados instantâneos oferecem vantagens de desempenho tais como: resposta transitória mais rápida, menor distorção harmônica total entre outras [8].

O uso destas técnicas foi bastante difundida no controle de inversores alimentados com fonte de tensão, pois esta topologia tem várias características que a tornam atraente para muitas aplicações. A alimentação destes inversores, por exemplo, é provida por uma tensão contínua fixa, que pode ser obtida através de um retificador simples.

No que se refere a inversores alimentados em fonte de corrente, poucos trabalhos tem sido feitos, principalmente no controle e modulação nos inversores com esta topologia. Esta topologia apresenta a vantagem da limitação da corrente quando ocorrer curto circuito e a capacidade de fluxo de potência inverso para uma fonte de tensão AC, porém, tem a desvantagem de requerer um sistema de alimentação com uma fonte de corrente constante.

Uma das principais funções do controle é garantir que a estrutura atinja a estabilidade para qualquer que seja o tipo de perturbação. É de conhecimento que na modelagem de qualquer sistema de controle haverá sempre aproximações entre a planta real e o modelo desenvolvido para o projeto do controlador, o que resulta em diferenças. Estas diferenças podem ser atribuídas a diversos fatores, porém, com um método de controle adequado, pode-se obter bons níveis de desempenho apesar das considerações e aproximações feitas na modelagem da planta.

Um método de controle instantâneo é a técnica denominada de controle por modo deslizante, que é um tipo particular de Sistema de Controle de Estrutura Variável (VSCS – “Variable Structure Control System”). As técnicas de controle baseadas em modo deslizantes são uma aproximação à resolução de problemas de controle onde os Sistemas de Controle a Estrutura Variável tem a característica de obedecer leis de controle de realimentação e uma função de comutação fixa. Dessa

forma, isto pode ser considerado como uma combinação de subsistemas onde cada subsistema tem uma estrutura de controle fixa e é válido para regiões específicas de comportamento de sistema. A vantagem é sua habilidade para combinar propriedades úteis de cada uma das estruturas compostas do sistema, permitindo projetar o sistema para possuir propriedades novas não presentes a quaisquer das estruturas que o compõe.

O controle baseado em modo deslizantes (SMC – “Sliding Mode Control”) é um método robusto que depende muito pouco do modelo da planta a ser controlada. A resposta do sistema é forçada para uma região definida pela função de comutação caracterizando uma superfície deslizante. Isso permite que o comportamento dinâmico do sistema possa ser feito pela escolha particular da função de comutação, e a resposta em malha fechada fica totalmente insensível a uma classe particular de incerteza (desvio da trajetória tendendo à instabilidade, por exemplo). A implementação analógica ou digital de esquemas de controle por modo deslizantes são simples, porém, os métodos de projeto disponíveis até o momento são exclusivamente por via de técnicas baseadas na tentativa e erro que usam um modelo inicial e são ajustados manualmente on-line. Estes não necessariamente rendem o melhor projeto ou controle de desempenho, e esses problemas agravam-se quando o sistema a ser controlado tem múltiplas entradas e múltiplas saídas.

1.3. COMPORTAMENTO DAS TRAJETÓRIAS DE ESTADO NO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE

Nos sistemas baseados em estrutura variável o controle permite alternar sua estrutura a qualquer momento de uma para outra estrutura com um ajuste de

possíveis funções contínuas do estado. Com isso, um sistema de estrutura variável pode possuir propriedades novas que não se apresentam em quaisquer das estruturas. Por exemplo, um sistema assintoticamente estável pode ser constituído por duas estruturas onde nenhuma delas é assintoticamente estável [3].

Para dar uma idéia do princípio de funcionamento SMC, são apresentados exemplos de trajetórias para estruturas estáveis e estruturas instáveis. Estas trajetórias foram analisadas a partir das referências [1, 2 e 3].

A lei que determina a evolução das trajetórias de estado no plano de fase de estruturas variáveis é determinada pela equação (1.1):

$$\dot{x} = Ax + bu \quad (1.1)$$

Esta equação (1.1) tem os coeficientes constantes e são escolhidos de acordo com procedimentos de projeto, sendo que A é denominada matriz dos coeficientes e é determinada pelos parâmetros do modelo, ou seja definida pelos elementos L, C e Z . Desta forma, pode-se afirmar que os parâmetros L C e Z definem a evolução das trajetórias.

Considere-se um sistema de segunda ordem com estruturas estáveis, para exemplo, onde a equação é dada por:

$$\ddot{x} = -\psi x \quad (1.2)$$

Nestas estruturas as trajetórias são definidas pela matriz dos coeficientes dos componentes reativos e é dada por $\psi = \alpha_1^2$ e $\psi = \alpha_2^2$, onde $\alpha_1^2 > \alpha_2^2$. O diagrama de fase destas estruturas (Fig. 1.1) consiste em famílias de elipses onde, embora as estruturas sejam estáveis, o sistema não apresenta um ponto de convergência, ou seja, nenhuma das estruturas é assintoticamente estável. Estas trajetórias

descrevem o comportamento de um sistema que tem a resposta oscilante, onde dependendo dos componentes reativos, tem-se uma trajetória diferente.

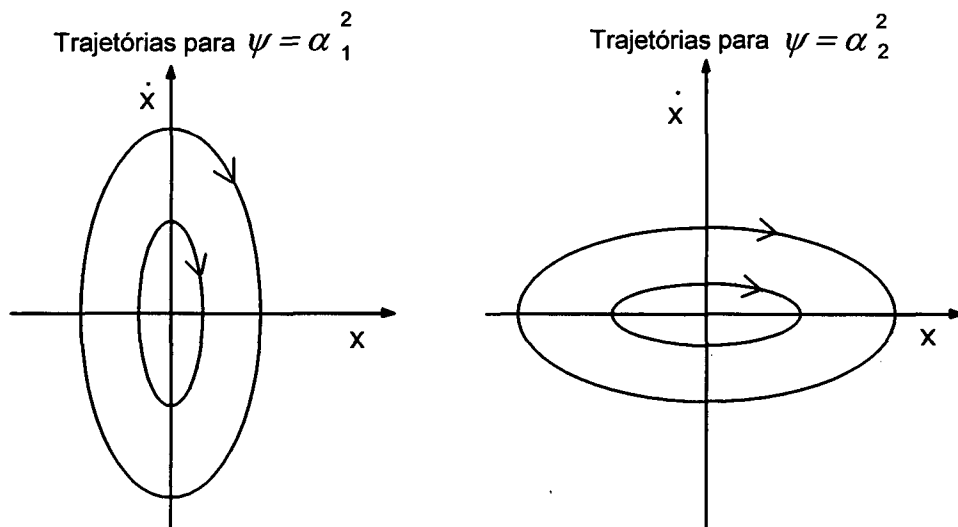


Fig. 1.1 - Trajetórias de estado para duas estruturas estáveis.

Em ambas as estruturas, as trajetórias não apresentam um ponto de equilíbrio e estas trajetórias tem este comportamento dado uma perturbação.

Com o controle proposto, a estabilidade assintótica pode ser alcançada se a estrutura do sistema possuir uma lógica de comutação que obedeça a equação (1.3):

$$\psi = \begin{cases} \alpha_1^2, & \text{se } x\dot{x} > 0 \\ \alpha_2^2, & \text{se } x\dot{x} < 0 \end{cases} \quad (1.3)$$

Este sistema composto por estruturas estáveis oscilantes agora tem uma resposta muito rápida e tende a convergir para o ponto desejado. O resultado desta lógica de comutação é apresentado na Fig. 1.2, onde a evolução da trajetória da estrutura descrita por $\psi = \alpha_1^2$ evolui até o eixo x e é então desviada para a trajetória

da estrutura descrita por $\psi = \alpha_2^2$ até o eixo \dot{x} , assim sucessivamente até atingir um ponto de equilíbrio:

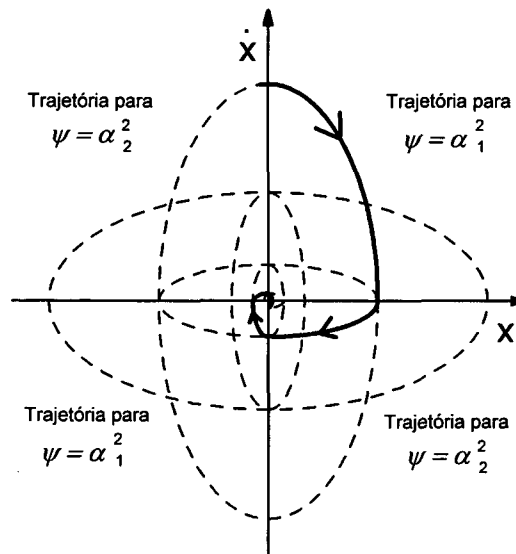


Fig. 1.2 - Sistema Assintoticamente estável a partir de duas estruturas estáveis.

Em um sistema constituído por duas estruturas instáveis, a evolução das trajetórias tem um ponto que passa próximo ao centro das coordenadas e evolui para a instabilidade. Considere-se o exemplo onde a equação tem a forma de (1.4):

$$\ddot{x} - \xi \dot{x} + \psi x = 0, \text{ com } \xi > 0 \quad (1.4)$$

A reta de comutação é definida por $s = cx + \dot{x} = 0$ e as trajetórias são descritas por $\psi = \alpha$ e $\psi = -\alpha$, conforme a Fig. 1.3.

É importante salientar que somente o movimento que converge à origem está ao longo do autovetor estável da estrutura com $\psi = -\alpha$. Se a comutação ocorre nesta reta e em $x = 0$, obedecendo a lei de comutação expressa na equação (1.5), tem-se um sistema assintoticamente estável.

$$\psi = \begin{cases} \alpha, & \text{se } xs > 0 \\ -\alpha, & \text{se } xs < 0 \end{cases} \quad (1.5)$$

As possíveis trajetórias de estado para este sistema são apresentadas na Fig.

1.3:

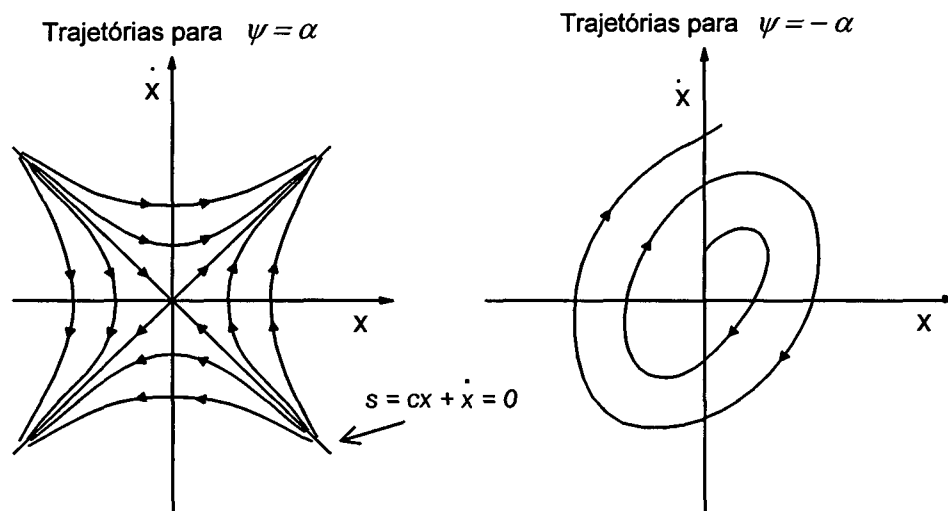


Fig. 1.3 - Trajetórias de estado para duas estruturas instáveis.

Esta instabilidade pode ser contornada com a combinação destas duas estruturas o que resulta em um Sistema Assintoticamente Estável, como é mostrado na Fig. 1.4:

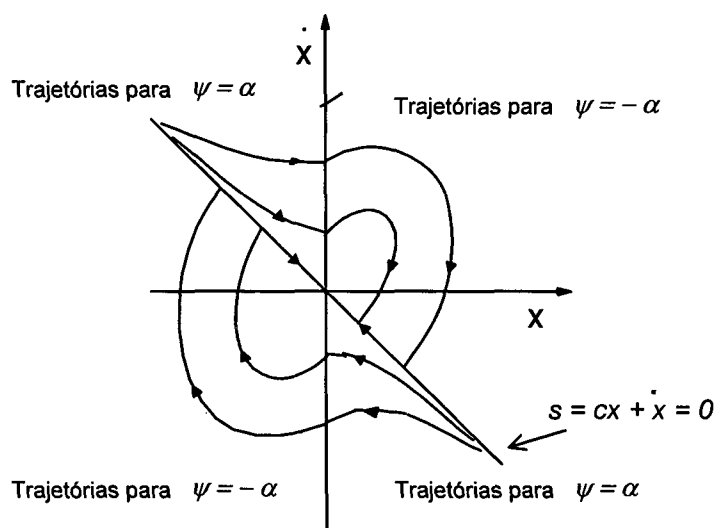


Fig. 1.4 - Sistema Assintoticamente estável a partir de duas estruturas instáveis.

Nos exemplos apresentados nas Figs. 1.3 e 1.4 novas propriedades de sistema são obtidas através de uma trajetória desejada pela composição de partes das trajetórias de cada estrutura. O aspecto fundamental de VSCS é a possibilidade de obter trajetórias não inerentes a quaisquer das estruturas, onde estas trajetórias caracterizam o modo deslizante.

A equação (1.5) determina o comportamento do sistema em modo deslizante, sendo que esse comportamento está intimamente ligado ao parâmetro c .

$$s = cx + \dot{x} = 0 \quad (1.5)$$

O modo deslizante é apresentado na Fig. 1.5, onde as trajetórias de fase são direcionadas para a reta $s = cx + \dot{x} = 0$, e uma vez nesta reta o estado tende a mantê-la nesta linha. O movimento ao longo desta reta, que não é uma trajetória de quaisquer das estruturas, é chamado o modo deslizante.

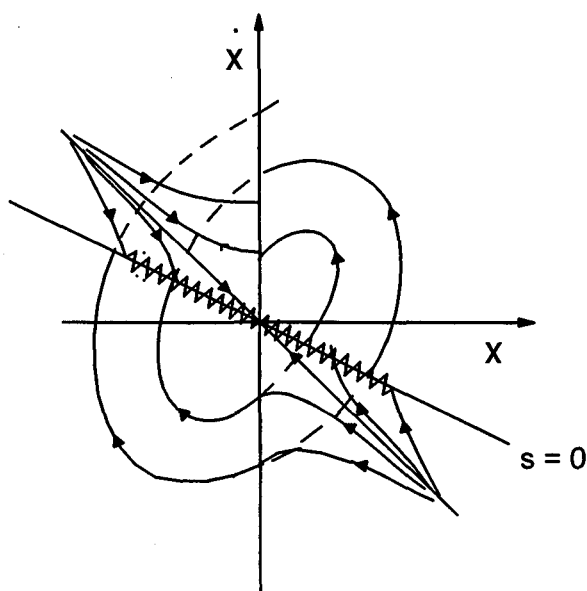


Fig. 1.5 - Modo deslizante em um Sistema a estrutura variável de segunda ordem.

1.4. TRAJETÓRIAS DAS EQUAÇÕES DE ESTADO PARA O INVERSOR DE CORRENTE

O equacionamento do inversor através das equações de estado é apresentado no capítulo 2. Para este inversor, tem-se um sistema de segunda ordem dado pela equação (1.6):

$$\ddot{x} - \xi \dot{x} + x = 0, \text{ com } \xi > 0 \quad (1.6)$$

A análise é aplicada às trajetórias de estado no plano de fase e compõem o deslizamento através da orientação das mesmas no plano de operação do conversor. Esta orientação é realizada por uma lei de controle definida no plano de erro que estabelece os domínios das estruturas e a sua condição de operação.

O inversor de corrente tem a configuração dos interruptores em ponte completa, como mostra a Fig. 1.6:

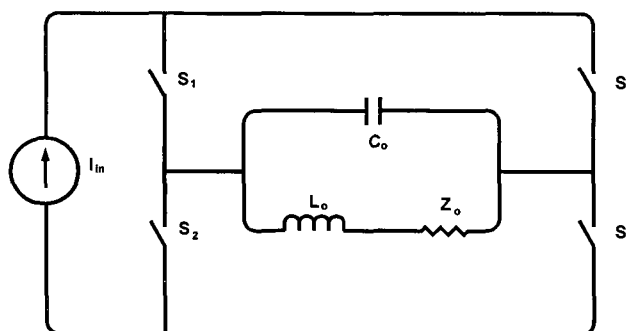


Fig. 1.6 - Estrutura do inversor de corrente.

Através da comutação dos interruptores $S_{1,4}$ e $S_{2,3}$ com comandos complementares tem-se a variação da estrutura, que pode ser entendida através da Fig. 1.7, onde c e \bar{c} são as variáveis de controle, ou seja, a corrente que circula pelo indutor L_o e a tensão (derivada da corrente) sobre o mesmo.

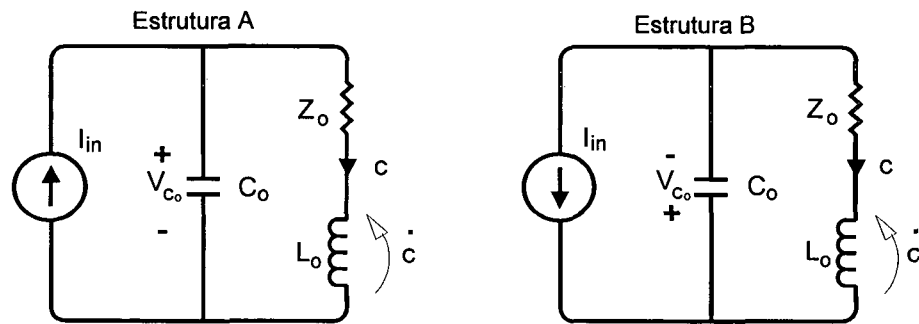


Fig. 1.7 - Variações da Estrutura.

A Estrutura A da Fig. 1.7 corresponde ao circuito equivalente para o instante em que os interruptores S_2 e S_3 estiverem em condução. Da mesma forma, a Estrutura B é o circuito equivalente para o instante em que S_1 e S_4 estiverem em condução.

O plano de operação do conversor é o relacionamento das duas estruturas através da representação de suas trajetórias em um mesmo plano. Essas estruturas tem o mesmo comportamento para evolução das trajetórias, apresentando os pontos de equilíbrio em $+I_{in}$ e $-I_{in}$ no plano de fase.

O controle por modo deslizante (SMC) se dá pela combinação do comportamento de cada estrutura isolada de modo a direcionar as trajetórias de estado.

Isoladamente, dado um transitório e dependendo dos valores escolhidos para o indutor L_o e o capacitor C_o , as trajetórias destas estruturas tenderiam a evoluir como mostra a Fig. 1.8:

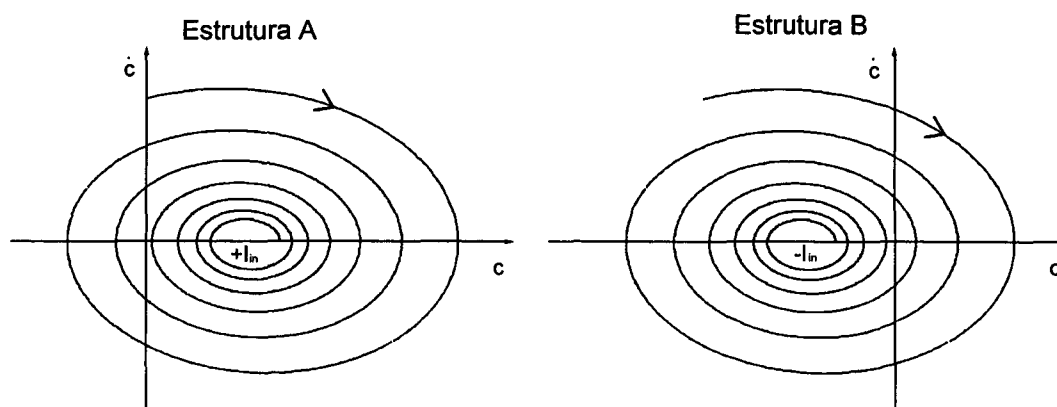


Fig. 1.8 - Trajetórias de estado para cada estrutura.

Essas trajetórias podem ser agora direcionadas da maneira que melhor convém, ou seja, combinando a alternância das estruturas com a resposta desejada.

As estruturas apresentadas para o inversor são natural e assintoticamente estáveis.

O método permite ainda que se combine estruturas assintoticamente estáveis com estruturas assintoticamente instáveis. Estes casos estão descritos em [1, 2 e 3].

Com a combinação das estruturas estáveis com as estruturas instáveis adquire-se agora, através do controle SMC a estabilidade do sistema, ou seja tem-se um sistema assintoticamente estável sem que seja necessário que alguma das estruturas seja assintoticamente estável, como mostra a Fig. 1.9:

Além disso, analisando a estrutura do inversor com os conceitos dos Sistemas a Estruturas Variáveis, pode-se obter uma superfície de deslizamento que não seja inerente a nenhuma das estruturas, e sim da resultante entre elas [1] e [3].

A Fig. 1.9 apresenta as duas trajetórias possíveis referenciadas pelos respectivos pontos de equilíbrio. A interposição das trajetórias de cada estrutura, em um único plano, consiste na caracterização do Plano de Operação do Conversor.

Neste Plano pode-se determinar as condições de operação a qualquer momento permitindo ter uma idéia do comportamento evolutivo das trajetórias.

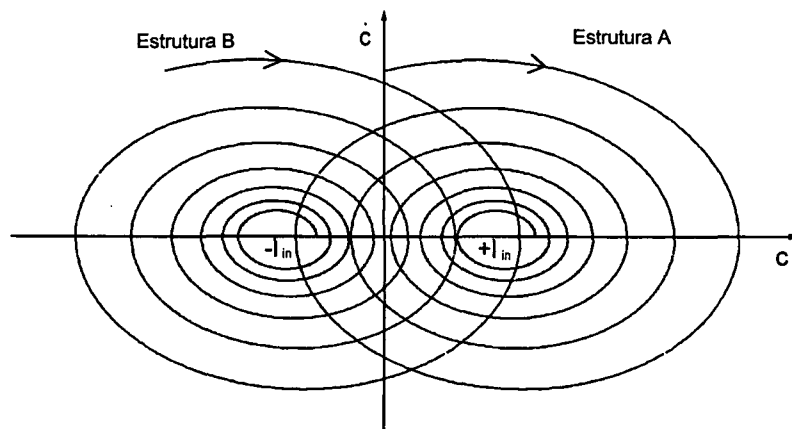


Fig. 1.9 - Plano de Operação do Conversor.

Através de uma comutação alternada da estrutura, verifica-se na Fig. 1.10 a evolução de uma trajetória hipotética no Plano de Operação do Conversor.

Essa trajetória caracteriza um sistema assintoticamente estável, pois a evolução tende a um ponto de equilíbrio sem que ocorra nenhum desvio que provoque uma instabilidade.

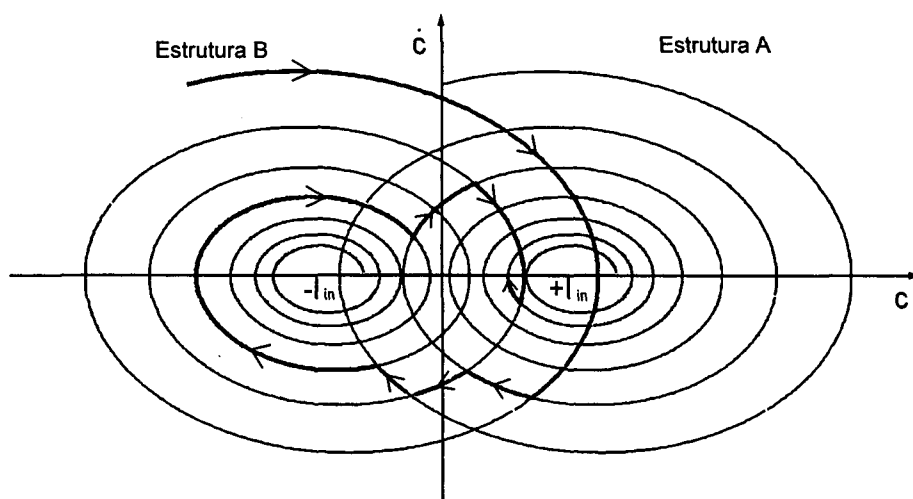


Fig. 1.10 - Evolução de uma trajetória no Plano de Operação do Inversor.

1.5. CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o princípio básico do controle por modo deslizante.

Foram apresentados diferentes tipos de estruturas estáveis e instáveis que podem ser comandadas de maneira que o sistema composto por elas torne-se um sistema assintoticamente estável.

Deu-se uma idéia de como as trajetórias evoluem no plano de fase e como as trajetórias comportam-se em um plano de operação de um inversor.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DO INVERSOR DE CORRENTE

2.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada a análise do inversor de corrente. Esta análise é constituída pela descrição da topologia, etapas de funcionamento e determinação da função de transferência do inversor.

A descrição da topologia resume as características dos elementos do circuito de potência.

Nas etapas de funcionamento tem-se uma perspectiva do comportamento do inversor para o período da frequência de comutação.

Na determinação da função de transferência do inversor apresenta-se através de equações de estado a característica que constitui o controle por modo deslizante.

2.2. TOPOLOGIA DO INVERSOR DE CORRENTE

A função do inversor proposto neste trabalho é a obtenção de uma forma de onda senoidal da tensão e da corrente de saída com uma mínima distorção em sua forma e com a maior rapidez de resposta para perturbações na carga ou na fonte.

A Fig. 2.1 apresenta o circuito do inversor de corrente proposto. A entrada, do tipo fonte de corrente contínua, tem como função fornecer uma corrente constante

independente do nível de potência de saída (característica de fonte de corrente ideal). Os interruptores terão como características principais a bidirecionalidade em tensão e a unidirecionalidade em corrente. Para minimizar a ondulação da corrente de saída, na frequência de comutação, um indutor L_o é inserido em série com a carga Z_o . Um capacitor C_o , acoplado em paralelo com a carga e o indutor, tem a finalidade de filtrar as componentes harmônicas de alta frequência da corrente, causadas pela comutação dos interruptores.

Os interruptores S_i (S_1 a S_4) são formados pelos transistores Q_i e os diodos D_i e que serão tratados de ora em diante apenas como interruptores S_i . Os diodos D_i , inseridos em série com os interruptores controlados, tem a finalidade de proporcionar a característica de bidirecionalidade de tensão.

Para obter-se a forma de onda senoidal para a corrente e a tensão de saída, é necessário que se comande os interruptores S_1 a S_4 de maneira adequada. Uma dessas maneiras é através da modulação PWM, que será utilizada neste projeto.

O circuito de potência, apresentado na Fig. 2.1 traz a configuração dos elementos semicondutores, bem como a fonte de corrente de entrada, os elementos reativos e a carga Z_o :

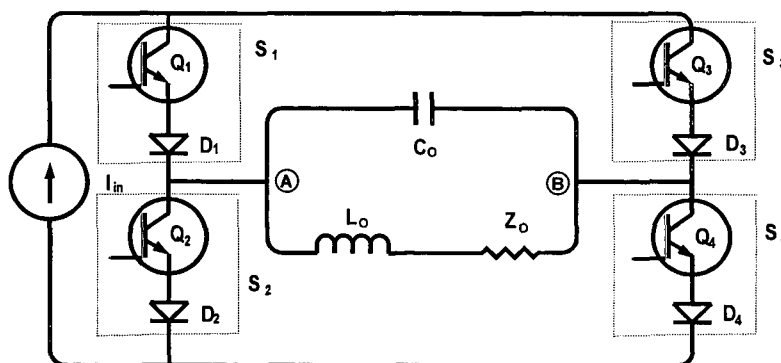


Fig. 2.1 - Topologia do Inversor de corrente.

O dimensionamento dos elementos reativos tem importância fundamental para o funcionamento do inversor. O indutor L_o tem a principal contribuição no controle, pois as grandezas elétricas nele presentes servirão como variáveis instantâneas para a comparação com os sinais impostos. Esses componentes serão analisados e dimensionados no capítulo 3.

2.3. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR :

A frequência de operação do inversor é limitada pela frequência máxima de comutação dos interruptores. Para análise do funcionamento deste inversor optou-se pela utilização de uma frequência de 20 kHz, o que permite afirmar que, para o intervalo de comutação, a carga e o capacitor comportam-se como uma fonte de tensão constante devido a grande inércia da tensão no capacitor. Na análise deste inversor considera-se que o indutor tem a corrente constante para o período de comutação. Para a análise e implementação prática optou-se pela utilização de transistores IGBT para os interruptores Q_i .

2.4. - PRIMEIRA ETAPA (t_0, t_1):

Nesta etapa, que compreende os intervalos de tempo de t_0 a t_1 , admite-se que os interruptores S_1 e S_4 estejam inicialmente conduzindo (condição inicial). A corrente I_{in} circula através destes interruptores e pelo capacitor C_o polarizando-o com a tensão V_c positiva.

2.5. - SEGUNDA ETAPA (t_1, t_2):

Esta etapa inicia quando é aplicado, no instante t_1 , o pulso de comando para os interruptores S_2 e S_3 , sobrepondo-se aos pulsos de S_1 e S_4 . Esta condição de sobreposição dos pulsos deve ser garantida pois, como a alimentação é do tipo fonte de corrente, deverá existir sempre um caminho alternativo para essa corrente. Os interruptores S_1 e S_4 continuam a conduzir a corrente I_{in} até que a tensão $V_{gs_{2,3}}$ atinja o valor limiar ("threshold voltage") para a entrada em condução dos interruptores S_2 e S_3 .

A Fig. 2.2 apresenta o circuito equivalente para a primeira e segunda etapas:

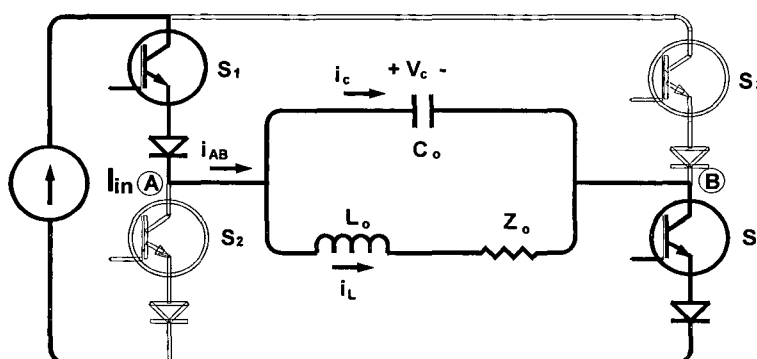


Fig. 2.2 - Circuito equivalente para primeira e segunda etapas de funcionamento.

2.6. - TERCEIRA ETAPA (t_2, t_3):

No instante t_2 inicia-se a transferência da corrente dos interruptores S_1 e S_4 para os interruptores S_2 e S_3 . Com a entrada em condução dos interruptores S_2 e S_3 no instante t_2 a corrente de S_1 e S_4 anula-se pela circulação da corrente imposta pelo

capacitor (i_c), que agora tem sentido inverso devido a condução simultânea dos quatro interruptores.

Os interruptores S_1 e S_4 passam do estado de condução para o bloqueio enquanto que S_2 e S_3 vão do bloqueio para a condução. A corrente no capacitor (i_c) que tem inicialmente valor I_{in} passa para o valor $-I_{in}$. A Fig. 2.3 apresenta o circuito equivalente para a terceira etapa de funcionamento:

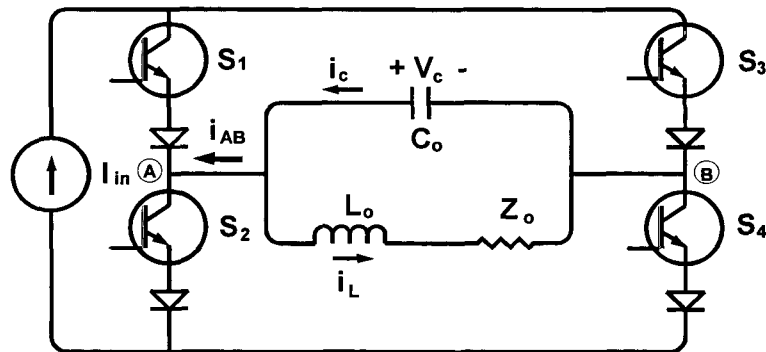


Fig. 2.3 - Circuito equivalente para a terceira etapa de funcionamento.

2.7. – QUARTA ETAPA (t_3, t_4):

Após os interruptores S_2 e S_3 terem assumido a corrente I_{in} , os interruptores S_1 e S_4 estarão bloqueados, ainda que existam pulsos de comando. Essa característica é muito importante pois torna o comando bastante simples. Pode-se por exemplo, atribuir-se um grande intervalo de sobreposição dos comandos (“overlapping”) sem que com isso tenha-se problemas na comutação dos interruptores. De maneira análoga à primeira etapa, nesta etapa somente os interruptores S_2 e S_3 estão conduzindo, garantindo que a corrente no capacitor tenha o sentido de circulação inversa daquele obtido na primeira etapa.

Os interruptores S_1 e S_4 permanecem em estado de bloqueio enquanto S_2 e S_3 estão conduzindo a corrente I_{in} .

2.8. - QUINTA ETAPA (t_4, t_5):

Esta etapa inicia quando é aplicado novamente o pulso de comando para os interruptores S_1 e S_4 , sobrepondo-se aos pulsos de S_2 e S_3 . A duração desta etapa depende do tempo de descida da tensão de comando $V_{gs_{2,3}}$ até o valor limiar (“threshold voltage”) para a abertura dos interruptores S_2 e S_3 .

A Fig. 2.3 mostra o circuito equivalente para a quarta e quinta etapas de funcionamento:

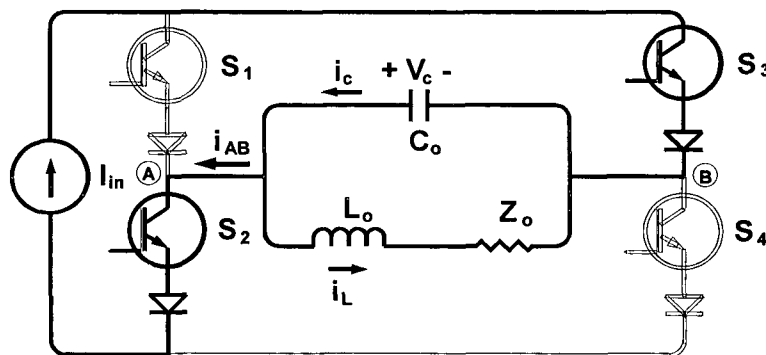


Fig. 2.4 - Circuito equivalente para a quarta e quinta etapas de funcionamento.

2.9. - SEXTA ETAPA (t_5, t_6):

Quando os interruptores S_1 e S_4 já estiverem comandados para conduzir, o bloqueio dos interruptores S_2 e S_3 faz com que os diodos dos interruptores S_1 e S_4 , que até então não estavam polarizados, passem a conduzir a corrente da fonte. A

corrente i_c passa de $-I_{in}$ para o nível $+I_{in}$. O circuito equivalente para a sexta etapa é apresentado na Fig. 2.5

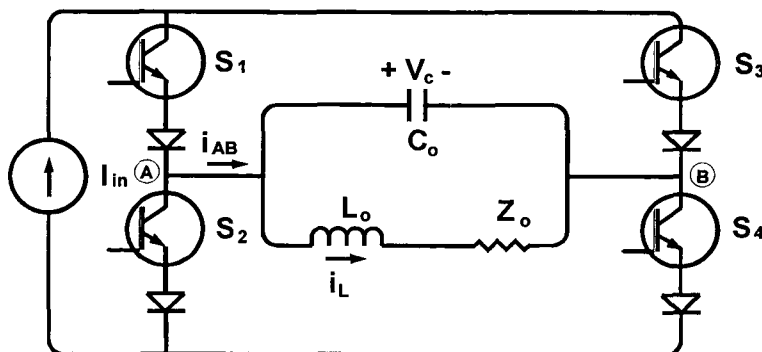


Fig. 2.5 - Circuito equivalente para a sexta etapa de funcionamento.

A Fig. 2.6 mostra as etapas de funcionamento, onde são apresentadas: tensões comando (V_{gs}), as correntes nos interruptores, a corrente e a tensão no capacitor C_o e a corrente no Indutor L_o . A tensão sobre o capacitor e a corrente no indutor são consideradas constantes para o período de comutação.

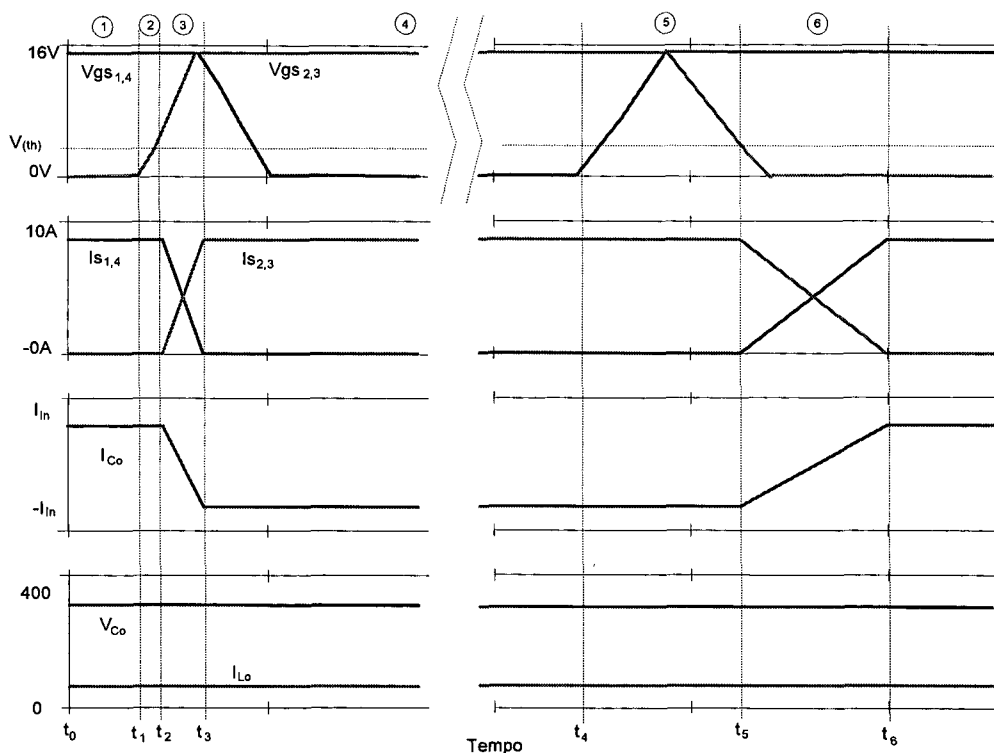


Fig. 2.6 - Etapas de funcionamento.

2.10. COMUTAÇÕES COM D VARIANDO SENOIDALMENTE (60Hz)

A análise das etapas de operação, descrita anteriormente, é realizada considerando-se que a frequência de comutação. No caso em que a razão cíclica varia senoidalmente, ou seja, visto na frequência de saída, a comutação dos interruptores na entrada em condução tem um comportamento diferente do bloqueio dependendo da tensão de saída. Esse fenômeno da comutação é descrito a seguir.

Ciclo Positivo da tensão no Capacitor C_o :

A tensão no capacitor C_o é positiva para uma razão cíclica $D \geq 0,5$ para os interruptores S_1 e S_4 . A Fig. 2.7 apresenta o circuito do inversor com a polarização da tensão no capacitor C_o :

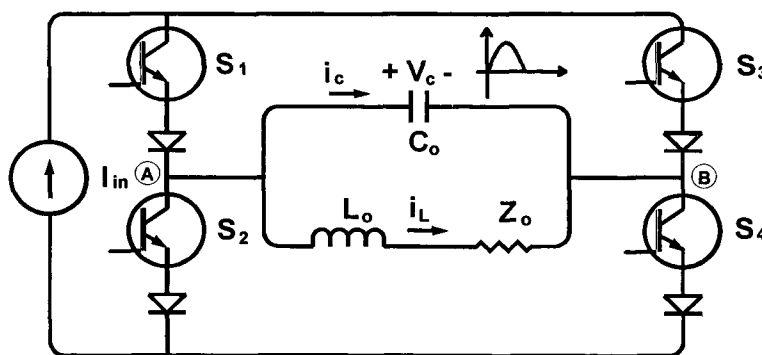


Fig. 2.7 - Tensão Positiva no capacitor e $D \geq 0,5$ para S_1 e S_4 .

No ciclo positivo da tensão de saída, admite-se a condição inicial em que S_1 e S_4 estão conduzindo a corrente I_{in} . Na comutação em que S_1 e S_4 vão para o estado de bloqueio e S_2 e S_3 entram em condução, os interruptores S_1 e S_4 tem bloqueio imediato, pois a corrente se anula nos diodos D_1 e D_4 .

Para o bloqueio dos interruptores S_2 e S_3 e a condução de S_1 e S_4 , esta comutação se dá pela anulação da tensão de gate dos interruptores S_2 e S_3 , sendo que os diodos D_1 e D_4 não tem entrada em condução imediata, pois estão polarizados reversamente. Somente quando S_2 e S_3 interromperem a corrente é que S_1 e S_4 passam a conduzir a corrente da fonte.

Ciclo Negativo da tensão no Capacitor C_o :

Para o caso em que a tensão do capacitor C_o está no semiciclo negativo, como mostra a Fig. 2.8, considera-se a condição inicial em que S_1 e S_4 estão conduzindo a corrente I_{in} . Na comutação, em que S_1 e S_4 vão para o estado de bloqueio e S_2 e S_3 entram em condução, os interruptores S_2 e S_3 não tem entrada em condução imediata, pois a tensão no capacitor C_o polariza reversamente os diodos D_2 e D_3 . Somente quando S_1 e S_4 interromperem a corrente é que S_2 e S_3 passam a conduzir a corrente da fonte.

Para o bloqueio dos interruptores S_2 e S_3 e condução de S_1 e S_4 , a comutação de S_2 e S_3 é imediata, pois a tensão dos diodos D_1 e D_4 é positiva anulando a corrente que circulava em D_2 e D_3 .

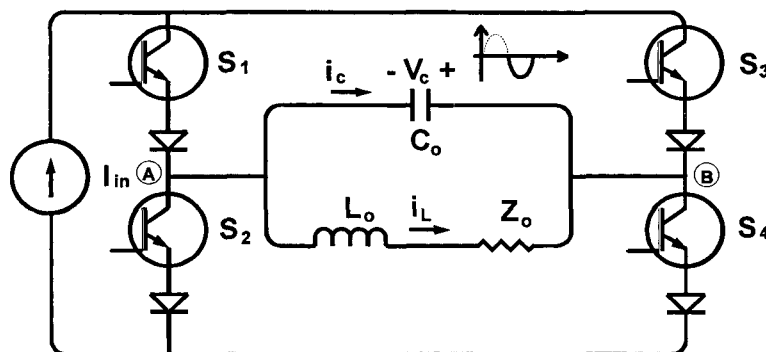


Fig. 2.8 - Tensão Negativa no capacitor e $D \leq 0,5$ para S_1 e S_4 .

A tensão no capacitor (Fig. 2.9) é considerada constante para um período de comutação, enquanto que a corrente varia entre os valores de $+I_{in}$ e $-I_{in}$, na frequência de comutação.

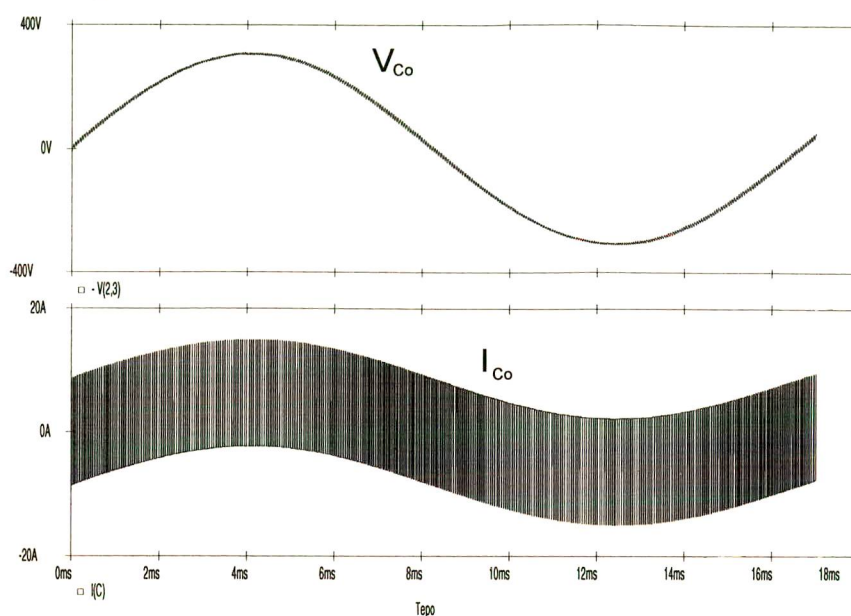


Fig. 2.9 - Tensão e corrente no capacitor de saída.

2.11. DETERMINAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO INVERSOR DE CORRENTE

O controle é baseado na análise das trajetórias de estado, vistas no diagrama de fase, onde os sistemas de segunda ordem possibilitam a aplicação do controle de estrutura variável aplicado ao inversor de corrente.

Deste modo, os elementos reativos (indutores e capacitores) não são mais vistos como partes componentes dos filtros, mas sim como elementos fundamentais da estrutura [1].

A aplicação do Controle por Modo Deslizante aos conversores estáticos de potência é baseada na topologia do inversor de corrente em ponte completa com o comando dos interruptores sobrepostos e complementares. Desta forma, a topologia

apresenta duas estruturas idênticas, com o mesmo equacionamento e ordem constante. Na modelagem da carga considera-se inicialmente um elemento puramente resistivo para permitir a análise linear do sistema. O circuito do inversor e seu modelo elétrico equivalente são apresentados na Fig. 2.10:

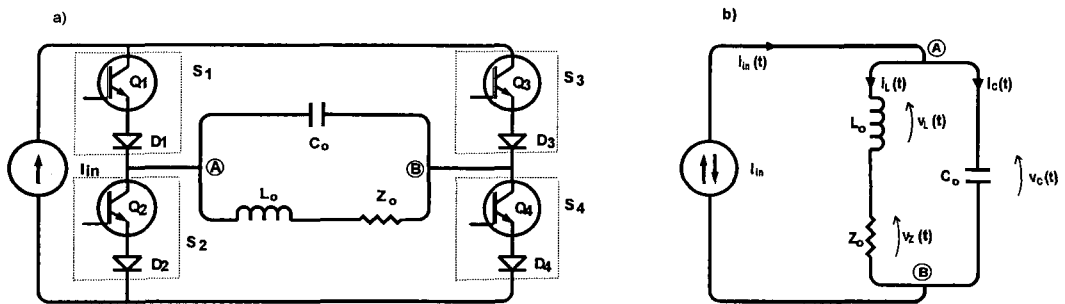


Fig. 2.10 - a) Circuito do inversor e b) Circuito elétrico equivalente.

Através do circuito elétrico equivalente apresentado na Fig. 2.10.b desenvolve-se, de acordo com as teorias de circuitos elétricos, a equação diferencial característica do sistema. As equações que representam o comportamento elétrico do circuito são expressas em função da corrente no elemento indutivo.

A equação para as correntes no nó A é expressa em (2.1):

$$i_{in}(t) = i_L(t) + i_C(t) \quad (2.1)$$

Da mesma forma, a tensões tem sua equação expressa em (2.2):

$$v_C(t) = v_L(t) + v_Z(t) \quad (2.2)$$

O arranjo necessário deve estar em função de $i_L(t)$ e $v_L(t)$. Então, arranjando (2.1) e (2.2), tem-se as equações de estado:

$$\begin{cases} i_L(t) = i_m(t) - i_C(t) \\ v_L(t) = v_C(t) - v_Z(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

Sabendo que a corrente no capacitor é descrita por (2.4) e a tensão por (2.5),

$$i_C(t) = C_o \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (2.4)$$

$$v_C(t) = L_o \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + Z_o \cdot i_L(t) \quad (2.5)$$

Substituindo (2.5) em (2.4), tem-se:

$$\begin{aligned} i_C(t) &= C_o \cdot \frac{d}{dt} \left(L_o \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + Z_o \cdot i_L(t) \right) \\ i_C(t) &= C_o \cdot L_o \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + C_o \cdot Z_o \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Aplicando (2.6) em (2.3), tem-se:

$$i_L(t) = i_m(t) - C_o \cdot L_o \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} - C_o \cdot Z_o \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.7)$$

Isolando o termo i_m , tem-se:

$$C_o \cdot L_o \cdot \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + C_o \cdot Z_o \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + i_L(t) = i_m(t) \quad (2.8)$$

Dividindo a equação (2.8) por $L_o C_o$, obtém-se:

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{Z_o}{L_o} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{L_o C_o} \cdot i_L(t) = \frac{1}{L_o C_o} \cdot i_m(t) \quad (2.9)$$

corrente no indutor. Adotando as considerações em (2.14) tem-se o equacionamento de estados:

$$x_1 = c \quad ; \quad x_2 = \dot{c} \quad (2.14)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\xi \cdot x_2 - \omega_0^2 \cdot (x_1 - m) \end{cases} \quad (2.15)$$

O termo $(x_1 - m)$ que aparece no equacionamento de estados descreve a dependência da variável c em relação ao parâmetro m , que está relacionado com a função de comutação e a corrente de entrada, ou seja, $m = \varphi \cdot I_m$. De acordo com este equacionamento, pode-se aplicar o controle por modo deslizante ao inversor proposto.

2.12. CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se a análise do inversor de corrente descrevendo todas as etapas de operação, o fenômeno das comutações e o comportamento na frequência de comutação e na frequência de saída.

Apresentou-se também o equacionamento para a determinação da função de transferência do inversor através das equações de estado, o que comprovou a possibilidade da aplicação do controle por modo deslizante.

CAPÍTULO 3

METODOLOGIA DE PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE

3.1. INTRODUÇÃO

A metodologia de um projeto para o inversor de corrente utilizando o conceito de estrutura variável deve ser criteriosa para a determinação dos elementos.

A determinação dos valores dos principais elementos (L_o e C_o) da estrutura, combinado com a observação das grandezas da tensão e da corrente no elemento indutivo caracterizam a operação do controle por modo deslizante, considerando-se os limites de funcionamento da estrutura.

No conceito de estrutura variável dá-se um diferente enfoque para os elementos reativos. Esses elementos L_o e C_o deixam de ser visualizados simplesmente como filtros e passam agora a exercer funções combinadas com o controle para atender as características de saída. A escolha adequada garante uma flexibilidade maior na alteração destes parâmetros, permitindo ao projetista avaliar a melhor combinação destes parâmetros para satisfazer as características de cada projeto.

Neste capítulo será apresentado uma metodologia para a determinação da amplitude da corrente de entrada, os critérios para escolha dos elementos reativos, a análise e modelagem do método de controle SMC e a sua implementação para o inversor para efeitos de simulação.

A partir do diagrama de blocos apresentado na Fig. 3.1 pode-se descrever o funcionamento do controle.

O sinal $\dot{c}(t)$ é obtido a partir de um sensor que observa a tensão instantânea no indutor (derivada da corrente). A esse sinal é atribuído o ganho de tensão G_v que define a faixa de variação de $\dot{c}(t)$ evitando a saturação deste sinal. O sinal $\dot{r}(t)$ é a referência para a tensão no indutor, que juntamente com o ganho da referência de tensão G_{rv} definem o sinal para comparação com a derivada da corrente $\dot{c}(t) \cdot G_v$.

A corrente no indutor é o sinal $c(t)$ e é também atribuída de um ganho de corrente G_i . A referência de corrente $r(t)$ é imposta juntamente com o ganho da referência de corrente G_{ri} .

Os ganhos G_v e G_i juntamente com os ganhos das referências G_{rv} e G_{ri} adaptam os níveis dos sinais provenientes de suas entradas a fim de se obter sinais de amplitudes semelhantes para efetuar a comparação (bloco somador).

3.3. OBTENÇÃO DO SINAL DE ERRO DE CORRENTE E DE SUA DERIVADA

As trajetórias de estados e o direcionamento através de comutação é dado com o funcionamento da estrutura em malha aberta. Para o controle em malha fechada, o erro de corrente (ε) é o resultado da diferença na comparação do sinal de referência da corrente $r(t)$ com o sinal de corrente $c(t)$, obtido na saída do inversor. A equação (3.1) descreve a obtenção do sinal (ε):

$$\varepsilon = r(t) - c(t) \quad (3.1)$$

A resultante de erro somente é nula quando a sua referência também é nula. Caso contrário, para uma referência não nula, o erro será proporcional ao sinal de referência. Neste caso o erro passa a participar diretamente na composição do sinal de controle.

Da mesma forma, o sinal para a derivada do erro ($\dot{\varepsilon}$) é obtido pela diferença do sinal de sua referência $\dot{r}(t)$ com o sinal de tensão $\dot{c}(t)$ obtido no indutor. A equação (3.2) descreve a forma de obtenção do sinal $\dot{\varepsilon}$:

$$\dot{\varepsilon} = \dot{r}(t) - \dot{c}(t) \quad (3.2)$$

3.4. SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO E SUA INCLINAÇÃO

A superfície de deslizamento no controle por Modo Deslizante se dá pela orientação da evolução dos estados através de uma trajetória não inerente a nenhuma das estruturas. Para que isto aconteça, é necessário que se faça coincidir a superfície de deslizamento com a função de controle. A função de controle $s(t)$ é definida pelo bloco somador resultante dos sinais de (ε e $\dot{\varepsilon}$), atribuídos aos ganhos α_2 e α_1 e é expressa pela equação (3.3.):

$$s(t) = \alpha_1 \cdot \dot{\varepsilon} + \alpha_2 \cdot \varepsilon \quad (3.3)$$

A relação dos ganhos de α_1 e α_2 atribuídos dos sinais da derivada e de erro, respectivamente, determina a inclinação da superfície de deslizamento em relação aos eixos ε e $\dot{\varepsilon}$.

Este sinal de controle $s(t)$ ajustado com o ganho G_s será utilizado para compor a modulação PWM que determinará a razão cíclica dos interruptores.

A lei que define a alternância das estruturas deve obedecer a equação (3.4):

$$\begin{cases} s > 0 & m = +I_{in} \\ s < 0 & m = -I_{in} \end{cases} \quad (3.4)$$

Onde m tem o valor $+I_{in}$ ou $-I_{in}$, resultante da comutação $s(t)$.

Com a função de comutação obedecendo a equação (3.4), tem-se que, sobre a superfície de deslizamento e visto no plano de operação do conversor (ε e $\dot{\varepsilon}$) a função de controle é sempre nula caracterizando uma reta. Para a função de comutação s vista no plano de tempo, ou seja, $s(t)$, tem-se como resultado uma forma de onda de acordo com a referência imposta.

$$s = \alpha_1 \cdot \dot{\varepsilon} + \alpha_2 \cdot \varepsilon = 0 \quad (3.5)$$

O erro de corrente (ε) e sua derivada ($\dot{\varepsilon}$) constituem o plano de erro para o controle, denominado superfície de deslizamento. Esta superfície de controle é caracterizada considerando-se a sua interação com as trajetórias inerentes a cada uma das variações da estrutura. Considerando uma trajetória hipotética resultante da composição de segmentos das trajetórias originais de cada variação da estrutura tem-se o plano de operação do conversor.

Com o Plano de Operação do Conversor é possível construir o plano de erro (ε e $\dot{\varepsilon}$), onde o erro de corrente está no eixo das abscissas e o da sua derivada está no eixo das ordenadas.

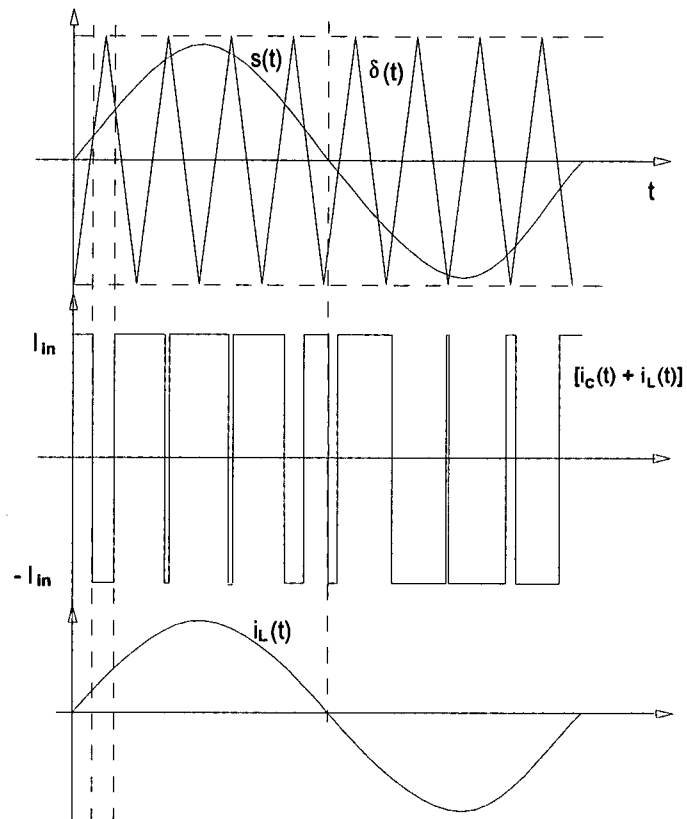


Fig. 3.2 - Modulação PWM, corrente nos interruptores e corrente de saída.

3.6. IMPLEMENTAÇÃO

A implementação do circuito de controle representado pelo diagrama de blocos da Fig. 3.1 não apresenta dificuldades e tem seu funcionamento simples e eficiente.

O inversor terá operação com frequência fixa. O controlador elaborado para este caso opera com modulação por largura de pulso (PWM). A modulação deste controlador obedece os limites de 0,1 e 0,9 para a razão cíclica.

3.7. CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência do inversor utilizado para a simulação é apresentado na Fig. 3.3, onde serão acrescentados os blocos de controle e modulação e os blocos de amostragem dos sinais de saída. A fonte de tensão VC é utilizada para monitorar a corrente e tem seu valor de tensão igual a zero. Para a simulação, os interruptores serão considerados ideais e a impedância de carga puramente resistiva (R_o).

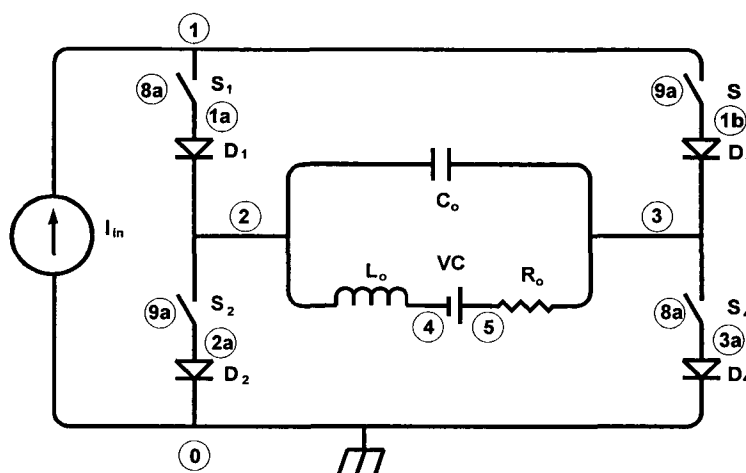


Fig. 3.3 - Circuito do inversor utilizado para simulação.

3.8. CIRCUITO DE CONTROLE

Para implementação do circuito de controle no simulador de circuitos PSPICE, utiliza-se o circuito da Fig. 3.4, com as mesmas características daquele implementado em [1] para o inversor de tensão e que agora tem os parâmetros adequados para o inversor de corrente.

A comparação dos sinais de referência e os obtidos na saída para a corrente e sua derivada é feita por meio dos amplificadores operacionais LM301A (blocos X_{31} e X_{30} respectivamente) configurados como subtratores. Através dos sensores a) e e)

da Fig. 3.5 obtêm-se os sinais negativos para a corrente de saída e sua derivada, $c(t)$ e $\dot{c}(t)$.

O bloco X_{30} da Fig. 3.4 tem na sua entrada inversora (-) o sinal $-\dot{c}(t)$ e na entrada não inversora (+) o sinal $-\dot{r}(t)$. Desta forma, tem-se como resultado deste bloco a expressão (3.6):

$$\dot{\varepsilon} = [(-\dot{r}) - (-\dot{c})] \quad (3.6)$$

O resultado da expressão (3.6) é equivalente a um sinal negativo para a derivada do erro ($-\dot{\varepsilon}$).

O bloco X_{31} tem na sua entrada inversora (-) o sinal $-r(t)$ e na entrada não inversora (+) o sinal $-c(t)$. A equação (3.7) apresenta o resultado:

$$\varepsilon = [(-c) - (-r)] \quad (3.7)$$

A soma dos erros ε e $\dot{\varepsilon}$ é efetuada pelo bloco X_{40} da Fig. 3.4, que tem na sua entrada inversora (-) o sinal $-\dot{\varepsilon}$ e na entrada não inversora (+) o sinal ε . A equação (3.8) mostra o resultado desta operação, que é a função de controle $s(t)$:

$$s(t) = \varepsilon - (-\dot{\varepsilon}) \quad (3.8)$$

Este sinal $s(t)$ é aplicado ao bloco comparador não inversor X_{50} , que utiliza como referência uma onda triangular de frequência fixa definida para a comutação dos interruptores. O resultado desse bloco é uma modulação PWM que irá comandar os interruptores.

Os blocos X_{60} e X_{61} fazem a complementação dos pulsos. O sinal PWM aplicado na entrada não inversora (+) de X_{60} é comparado com um nível de tensão definido pelos resistores R_{60} e R_{61} que tem suas extremidades ligadas a $+V_{cc}$ e Gnd.

Desta forma, para um sinal de nível lógico alto na entrada não inversora de X_{60} tem-se um pulso de nível alto na saída de X_{60} e, complementarmente, o nível zero na saída de X_{61} .

Os resistores R_1 , R_2 e capacitores C_1 , C_2 , definem o tempo para a sobreposição dos pulsos de comando dos interruptores.

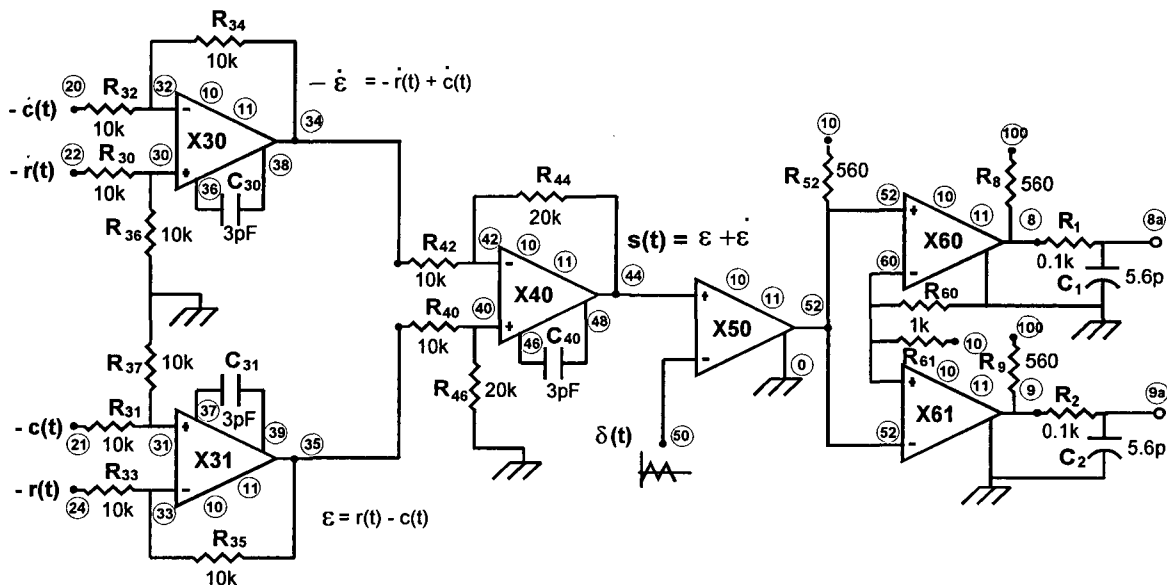


Fig. 3.4 - circuito de controle implementado no PSPICE.

3.9. MODELAGEM DOS SENSORES

O sensor utilizado para amostrar a tensão é do tipo fonte de tensão controlada por tensão (Ec). Para a corrente, o sensor utilizado é do tipo fonte de corrente controlada por corrente (Hc).

O circuitos para sensores e modelos de fontes de tensão implementados na simulação são apresentados na Fig. 3.5:

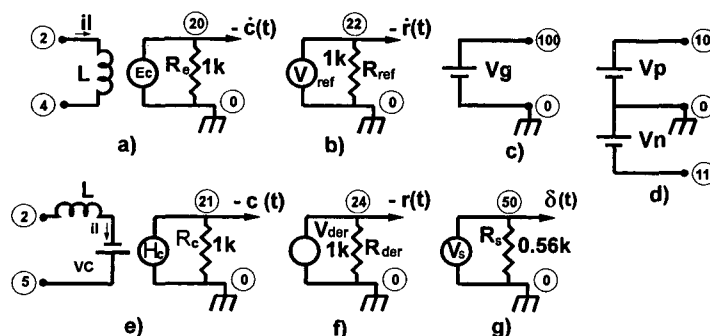


Fig. 3.5 - Modelos utilizados: a) sensor de tensão; b) referência de tensão; c) tensão de gatilho; d) tensão $\pm 15 V$; e) sensor de corrente; f) referência de corrente; g) onda triangular.

3.10. DETERMINAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA

A corrente nos interruptores tem a forma quadrada comutada em alta frequência. Desta forma, para obter-se uma corrente senoidal na saída o valor da corrente de entrada deverá ser maior que o valor de pico da corrente de saída. A esta relação de corrente de entrada com a corrente de saída denomina-se índice de modulação M . A expressão (3.9) dá a relação para o índice de modulação M :

$$M = \frac{I_{opico}}{I_{in}} \quad (3.9)$$

O valor máximo de M é determinado a partir da equação (3.10), descrita em [11], tem seus parâmetros em função do período de comutação dos interruptores T_c e do período da frequência fundamental da tensão de saída. A relação entre estes períodos determina o número de pulsos no intervalo de 0 a 90° da frequência de saída e o valor do ângulo P :

$$M_{max} = \left[1 + 2 \cdot \sum_1^n (-1)^i \cdot \cos(P) \right] \cdot \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (3.10)$$

Para uma frequência de comutação muito maior que a fundamental de saída, pode-se considerar um único pulso P de 90° . Com isso a equação (3.10) pode ser simplificada como demonstra a equação (3.11):

$$M_{\max} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} = 0,9 \quad (3.11)$$

Esse valor para o índice de modulação M_{\max} obtido pela equação (3.11) é um valor teórico, sendo que para a implementação prática existem limitações da razão cíclica em 90%, ou seja, em 0,1 e 0,9. Essa limitação da razão cíclica depende das amplitudes dos sinais senoidal e triangular da frequência fixa. Desta forma, o índice de modulação máximo é dado pela equação (3.12):

$$M_{\max} = 0,9 \cdot 0,9 = 0,81 \quad (3.12)$$

Desenvolvendo a equação (3.12) em (3.9), tem-se o valor da corrente de entrada I_{in} mínima para uma limitação da razão cíclica de 90% (3.13):

$$I_{in} = \frac{I_{opico}}{0,81} \quad (3.13)$$

A este valor apresentado na equação (3.13) deverá ser considerado a não idealidade dos componentes que serão utilizados na prática, bem como as perdas devidas à comutação.

3.11. DETERMINAÇÃO DOS GANHOS

Os ganhos para as malhas do controle devem ser calculados de acordo com os níveis de referência adotados e os sinais obtidos na saída do inversor de forma a

não saturarem os sinais de comparação utilizados no controle. Os ganhos que determinam a inclinação da superfície de controle devem ser calculados pela amplitude máxima dos sinais ε e $\dot{\varepsilon}$ de acordo com a equação (3.3) e ajustados durante a simulação de modo a adaptar as amplitudes.

3.12. DETERMINAÇÃO DOS ELEMENTOS REATIVOS

A determinação dos valores para o indutor L_o e o capacitor C_o é condicionada aos seguintes critérios:

- Derivada da tensão no indutor atribuída dos ganhos correspondentes deverá ser menor que a derivada de tensão da onda triangular.
- Coeficiente de forma K_f (determina a evolução das trajetórias);
- A frequência de ressonância f_o do par $L_o C_o$ deve ser uma década menor que a frequência de comutação dos interruptores;

3.12.1. DETERMINAÇÃO DO CAPACITOR C_o

O parâmetro mais crítico no dimensionamento do inversor de corrente está na determinação do valor do capacitor. É o capacitor quem determina a derivada de tensão no indutor e também o tempo de resposta para perturbações na carga ou na fonte de entrada. O capacitor deve ser calculado de tal forma que sua máxima derivada de tensão multiplicado pelos ganhos da malha de tensão, seja menor que a derivada da onda triangular para garantir estabilidade ao sistema. A equação (3.14)

apresenta as relações entre derivada de tensão no capacitor de derivada de tensão da onda triangular (Critério da derivada da onda triangular):

$$\frac{\Delta V_c}{\Delta t} \cdot G_v \cdot \alpha_1 \cdot G_s \leq \frac{\Delta V_\delta}{\Delta t} \quad (3.14)$$

Para obter-se a derivada do sinal de frequência fixa, isto é, da onda triangular, relaciona-se a máxima amplitude deste sinal (pico-a-pico) com o valor de tempo correspondente para esta variação do sinal (ΔV_δ). Para entender melhor este critério de derivada é apresentado na Fig. 3.6 a onda triangular $\delta(t)$ e o sinal $s(t)$:

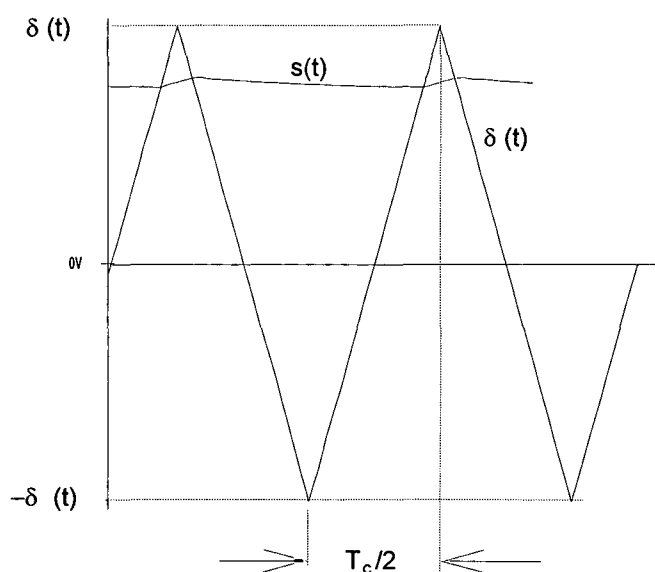


Fig. 3.6 - Onda triangular $\delta(t)$ e função de controle $s(t)$

Na equação (3.15) tem-se a relação que descreve a função derivada da onda triangular apresentada na Fig. 3.6:

$$\frac{\Delta V_\delta}{\Delta t} = \Delta V_\delta \cdot \frac{2}{T_c} = 2 \cdot f_c \cdot \Delta V_\delta \quad (3.15)$$

A derivada da tensão no capacitor C_o é obtida pelo valor de sua corrente. A Fig. 3.7 apresenta as correntes na estrutura para um período de comutação dos interruptores. A corrente i_L pode ser considerada constante neste período, pois a frequência de comutação dos interruptores é muito maior que a frequência da fundamental de saída.

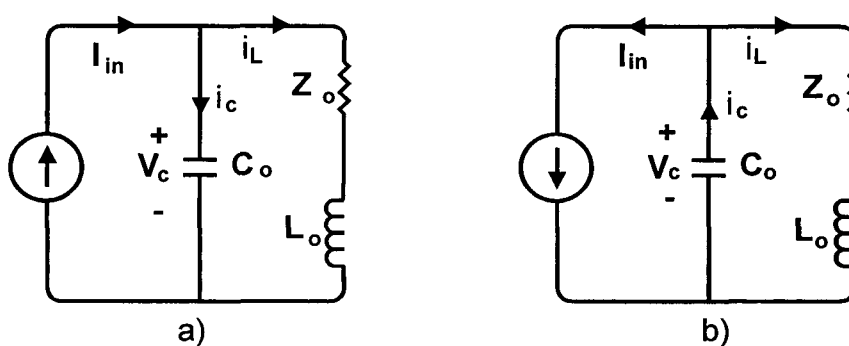


Fig. 3.7 - Correntes na estrutura: a) Condução de S_2 e S_3 ; b) Condução de S_1 e S_4 .

As equações para a corrente no capacitor i_c são apresentadas a seguir (3.16 e 3.17):

a) Condução de S_2 e S_3 :

$$i_c = I_{in} - i_L \quad (3.16)$$

b) Condução de S_1 e S_4 :

$$i_c = I_{in} + i_L \quad (3.17)$$

A maior derivada acontece no instante de maior corrente para i_c que ocorre para o pico da corrente i_L , dada pela equação (3.17) e que pode ser visualizada na Fig. 3.8.

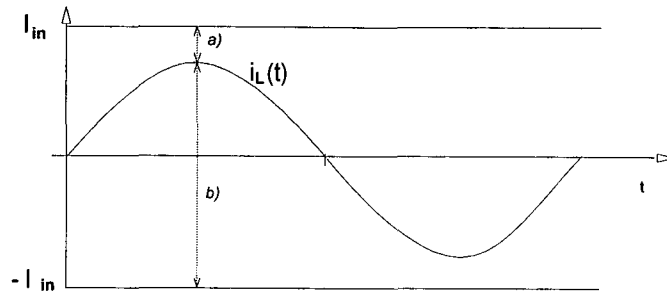


Fig. 3.8 - a) e b) Valores instantâneos da corrente no capacitor e corrente $i_L(t)$

Os índices a) e b) indicam as correntes no capacitor para os casos a) e b) da Fig. 3.7, respectivamente, onde é considerado que durante o intervalo de comutação a corrente $i_L(t)$ mantém-se constante. A corrente $i_{cmáx}$ acontece para $\omega t = 90^\circ$ e é obtida através da expressão (3.18).

$$I_{cmáx} = I_{in} + I_L \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.18)$$

A equação (3.19) demonstra a obtenção da derivada de tensão no capacitor:

$$\frac{\Delta V_c}{\Delta t} = \frac{1}{C_o} \cdot i_{cmáx} \quad (3.19)$$

Substituindo a equação (3.19 e 3.15) em (3.14) tem-se (3.20)

$$\frac{1}{C_o} \cdot i_{cmáx} \cdot G_v \cdot \alpha_1 \cdot G_s \leq 2 \cdot f_c \cdot \Delta V_\delta \quad (3.20)$$

Re-arranjando a equação (3.20) tem-se o valor mínimo para o capacitor C_o

(3.21):

$$C_o \geq \frac{i_{cmáx} \cdot G_v \cdot \alpha_1 \cdot G_s}{2 \cdot f_c \cdot \Delta V_\delta} \quad (3.21)$$

Este valor de C_o garante que a derivada de tensão no capacitor não seja maior que a derivada da onda triangular. Para um período de comutação a derivada de tensão no capacitor é igual a derivada de tensão no indutor, ou seja, o valor do capacitor tem influência direta na ondulação da tensão no indutor.

3.12.2. DETERMINAÇÃO DO INDUTOR L_o

O indutor L_o é um componente que admite uma grande variação no seu dimensionamento. Após a determinação do capacitor mínimo para garantir o critério da derivada, tem-se para o dimensionamento do indutor o Critério do Coeficiente de Forma K_f . A equação (3.22) expressa o coeficiente de forma:

$$K_f = \frac{\xi^2}{4 \cdot \omega_0^2} = \frac{Z_o^2 \cdot L_o \cdot C_o}{16 \cdot L_o^2}$$

$$K_f = \frac{Z_o^2}{16} \cdot \frac{C_o}{L_o} \quad (3.22)$$

Com a equação (3.23) é possível determinar o valor do indutor L_o :

$$L_o = \frac{Z_o^2 \cdot C_o}{K_f \cdot 16} \quad (3.23)$$

3.12.3. POTÊNCIA REATIVA NO INDUTOR

A potência reativa do indutor é determinada pela equação (3.24). O valor dessa potência reativa depende dos níveis de tensão e corrente neste elemento:

$$Q_L = \dot{V}_L \cdot \dot{I}_L = \dot{V}_L \cdot \frac{\dot{V}_L}{Z_L} = \frac{|V_L^2|}{Z_L} \quad [\text{VAr}] \quad (3.24)$$

3.12.4. CRITÉRIO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA F_0

A partir dos valores obtidos para o capacitor C_0 e o indutor L_0 deve-se escolher valores para o par $L_0 C_0$, respeitando os limites mínimos, que satisfaçam o critério da frequência de ressonância f_0 . Este critério é dado pela equação (3.25):

$$f_0 \leq \frac{f_c}{10} \quad (3.25)$$

A frequência de ressonância natural do par $L_0 C_0$ é dada pela equação (3.26):

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0}} \quad (3.26)$$

A escolha dos valores de C_0 e L_0 que satisfaçam o critério dado pela equação (3.26) garante uma atenuação de 40 dB por década, proporcionando assim a eliminação das harmônicas de comutação.

3.13. EXEMPLO DE PROJETO:

A seguir é apresentado um exemplo de projeto para o dimensionamento de um inversor de corrente. O projeto é calculado para o processamento de energia na faixa de potência de 1 kVA. Os parâmetros calculados nesta etapa serão utilizados para a simulação e posteriormente implementação prática.

3.13.1. CARACTERÍSTICAS DO PROJETO:

- Tensão de saída: $V_o = 220$ Vrms
- Potência de saída: $P_o = 1000$ VA
- Frequência de saída: $f = 60$ Hz
- Frequência de comutação: $f_c = 20$ kHz

A partir destas especificações determina-se os demais parâmetros do inversor.

3.13.2. CORRENTE EFICAZ DE SAÍDA I_{OUT}

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{220} = 4,545 \text{ [A]} \quad (3.27)$$

3.13.3. VALOR DE PICO PARA A CORRENTE DE SAÍDA:

$$I_{oPico} = I_o \cdot \sqrt{2} = 4,545 \cdot \sqrt{2} = 6,42 \text{ [A]} \quad (3.28)$$

3.13.4. IMPEDÂNCIA DE CARGA Z_o

A impedância de carga é representada por R_o considerando-se carga resistiva.

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{220}{4,545} = 48,4 \text{ } [\Omega] \quad (3.29)$$

3.13.5. ÍNDICE DE MODULAÇÃO M

Para este projeto utiliza-se a máxima amplitude do sinal de controle $s(t)$ em aproximadamente 10,8 V e para a onda triangular a amplitude máxima de 12V, isto representa uma razão cíclica limitada em 0,9. Desta forma tem-se o valor nominal para M definido pela equação (3.30):

$$M = 0,9 \cdot 0,9 = 0,81 \quad (3.30)$$

Índice utilizado: $M = 0,8$.

3.13.6. CORRENTE DA FONTE DE ENTRADA I_{IN}

$$I_{in} = \frac{I_{opico}}{M} = \frac{6,42}{0,8} = 8 \text{ [A]} \quad (3.31)$$

3.13.7. GANHOS

O ganho de tensão G_v terá seu valor atribuído em 0,05 para evitar a saturação do sinal de comparação. Os ganhos α_1 e α_2 que definem a inclinação da superfície de deslizamento em relação aos eixos terão seus valores atribuídos iguais a um. O ganho da função de controle G_s terá seu valor inicial atribuído em 2,7 e poderá ser ajustado durante a simulação.

3.13.8. CAPACITOR C_o

$$C_o \geq \frac{i_{cm\acute{a}x} \cdot G_v \cdot \alpha_1 \cdot G_s}{2 \cdot f_c \cdot \Delta V_\delta} \quad (3.32)$$

$$i_{cm\acute{a}x} = I_{in} + i_L = 14,62 \text{ [A]}$$

$$\Delta V_\delta = 24 \text{ [V]}$$

$$C_o \geq 2,0 \text{ [\mu F]}$$

Este valor de C_o dado pela equação (3.32) é o valor mínimo para o capacitor de saída. Para se garantir uma melhor estabilidade ao sistema e filtragem da ondulação da tensão de saída, o valor para o capacitor C_o a ser empregado será de $12\mu\text{F}$.

3.13.9. INDUTOR L_o

A determinação do indutor está condicionada ao coeficiente de forma K_f , que terá seu valor atribuído de 2,6.

$$L_o = \frac{Z_o^2 \cdot C_o}{K_f \cdot 16} \quad (3.33)$$

$$L_o = 674 \text{ [\mu H]}$$

$$v_L(t) = L_o \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.34)$$

$$v_L(t) = L_o \cdot \frac{d}{dt} \cdot [6,42 \cdot \text{sen}(\omega t)]$$

$$v_L(t) = L_o \cdot [6,42 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)] = 674 \cdot 10^{-6} \cdot 6,42 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot \cos(\omega t)$$

$$v_L(t) = 1,63 \cdot \cos(\omega t) \quad [\text{V}]$$

Este valor de tensão no indutor é utilizado para a referência de tensão inicial, referência esta que será ajustada para corrigir a defasagem entre a referência de corrente e o sinal obtido na saída.

3.13.10. FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA NATURAL DO PAR $L_o C_o$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad (3.35)$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{674 \cdot 10^{-6} \cdot 12 \cdot 10^{-6}}} = 1769,7 \quad [\text{Hz}]$$

3.13.11. POTÊNCIA REATIVA NO INDUTOR

$$Q_L = \dot{V}_L \cdot \dot{I}_L = \dot{V}_L \cdot \frac{\dot{V}_L}{Z_L} = \frac{|V_L|^2}{Z_L} \quad (3.36)$$

$$Q_L = \frac{1,63^2 / 2}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 674 \cdot 10^{-6}} = 5,22 \quad [\text{VAr}]$$

3.14. SIMULAÇÕES

A estrutura proposta para o inversor de corrente foi modelada e simulada numericamente através do Simulador de circuitos Pspice versão 4.05. A modelagem

dos elementos do circuito foi aproximada aos modelos existentes no simulador, desta forma alguns resultados podem apresentar pequenas variações.

A carga aplicada ao inversor foi inicialmente definida como puramente resistiva. Para a referência da forma de onda de saída utilizou-se a onda senoidal. Neste caso, como a onda senoidal não apresenta grandes variações de derivada, não ocorre o deslizamento, sendo apenas corrigido. Em outra simulação, para uma referência quadrada, verifica-se o deslizamento ocorrido para uma perturbação do sinal de referência.

3.14.1. SIMULAÇÃO PARA REFERÊNCIA SENOIDAL

O princípio de funcionamento do controle está baseado na observação da corrente de saída e de sua derivada instantaneamente, fazendo a comparação imediata dessas grandezas com níveis adotados como referências.

Para efetuar a simulação do conversor utilizando-se dos circuitos de sensores apresentados na Fig. 3.8, empregou-se uma tensão senoidal de referência para a corrente com amplitude de 10 V. A amplitude dessa tensão ajustada com o ganho G_{ri} unitário é maior que a amplitude da corrente de saída atribuída do ganho G_i também unitário, para obter-se um erro diferente de zero.

Na referência de tensão utilizou-se inicialmente um valor próximo ao da amplitude da tensão no indutor (V_L), ou seja, 3 V, uma vez que é esta referência que determina a defasagem entre a referência de corrente $r(t)$ e a corrente de saída $c(t)$. O arquivo de simulação final encontra-se no item 1 do anexo.

3.14.2. RESULTADOS OBTIDOS PARA A SIMULAÇÃO COM REFERÊNCIA SENOIDAL:

Na Fig. 3.9, apresentada abaixo, visualiza-se a tensão de referência V_{ref} imposta com amplitude de 3 V. A tensão V_L obtida no indutor já está multiplicada pelo ganho G_v de 0,1. Este ganho G_v foi utilizado para evitar a saturação do sinal para comparação nos blocos posteriores. A diferença entre estes dois sinais (V_{ref} e V_L) é apresentado na mesma figura e representa o erro de tensão $\dot{\varepsilon}$. Nesta figura observa-se que o erro de tensão no indutor não tem preponderância para determinar a forma do sinal de erro $\dot{\varepsilon}$, sendo sua função principal a de ajustar a defasagem existente entre a corrente e seu sinal de referência.

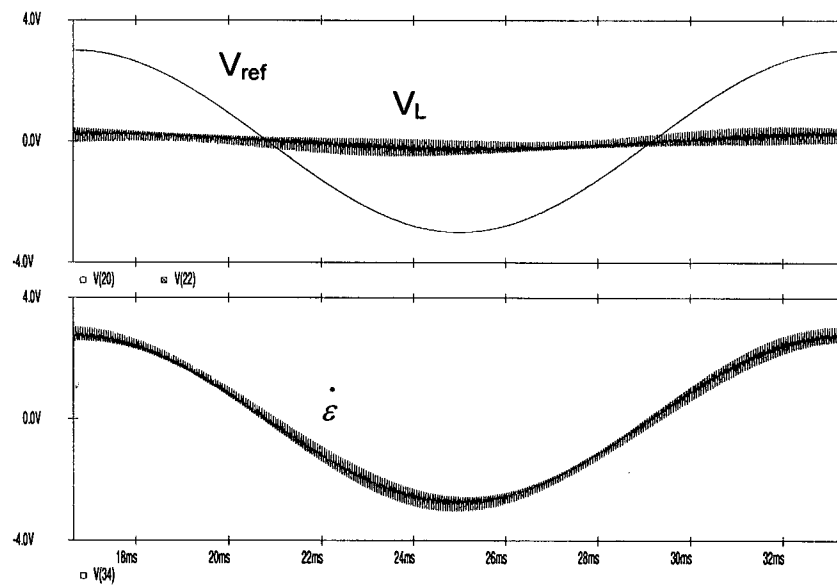


Fig. 3.9 - Tensão de referência, tensão no indutor e erro de tensão .

Na Fig. 3.10 pode-se visualizar as formas de onda da referência de corrente (I_{ref}) e da corrente obtida na saída (I_{out}). A defasagem entre estas formas de onda é corrigida pela amplitude do sinal de referência da derivada da corrente $\dot{r}(t)$, ou seja, a tensão de referência imposta para o indutor. O resultado da diferença destes dois sinais define o erro de corrente (ε) e é apresentado no gráfico inferior da Fig. 3.10.

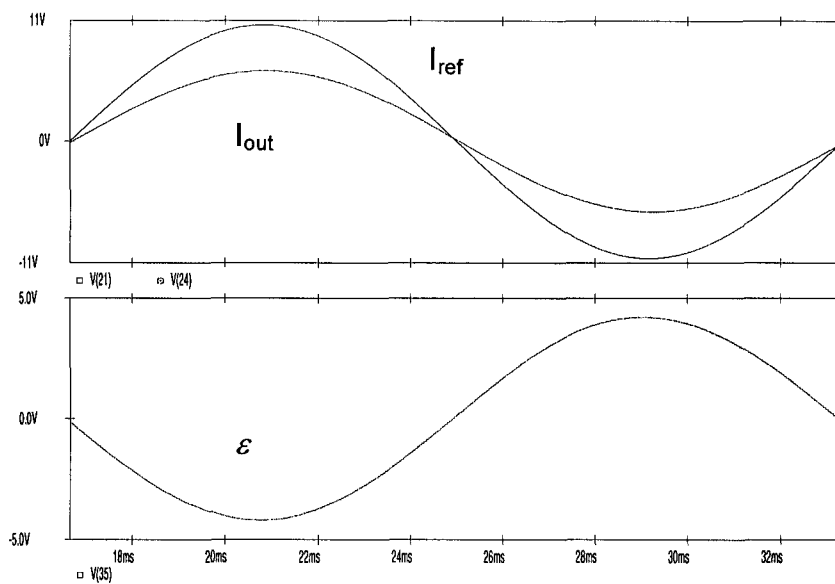


Fig. 3.10 - Referência de corrente (I_{ref}), Corrente de saída (I_{out}) e erro de corrente (ε).

Na Fig. 3.11 verifica-se que os resultados obtidos para o erro de corrente (ε) e o erro de sua derivada $\dot{\varepsilon}$, mostrados nas Figs. 3.10 e 3.9, respectivamente, apresentam uma defasagem de 90° , como era esperado. A defasagem dos sinais confirma o funcionamento do controlador. A soma destes sinais de erros obtidos pela diferença dos sinais de referências com os sinais de saída do inversor constitui a função de controle $s(t)$, que tem a sua amplitude determinada pelo ganho G_s .

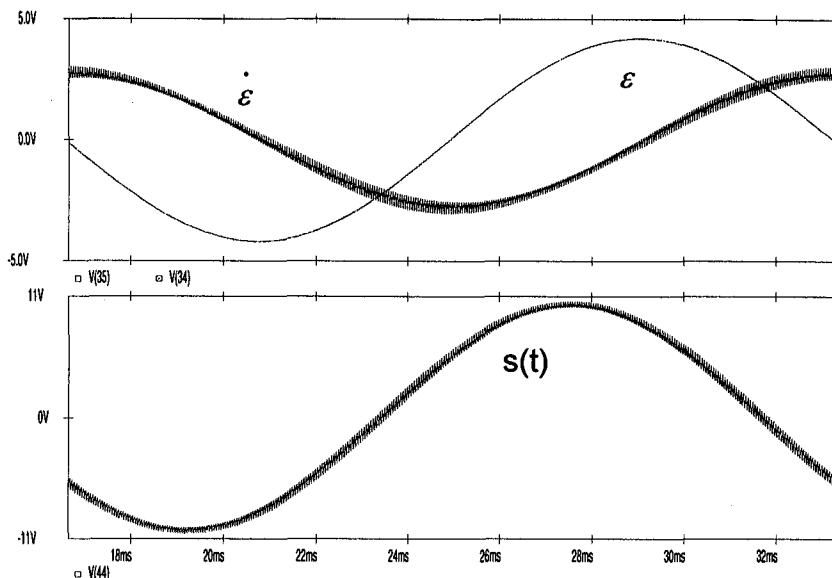


Fig. 3.11 - Erro de corrente ε e sua derivada $\dot{\varepsilon}$ e a função de controle $s(t)$

A Fig. 3.12 mostra a função de controle $s(t)$, que é comparada a uma onda triangular $\delta(t)$ na frequência desejada para a comutação dos interruptores (20kHz). O ponto apresentado é um detalhe expandido onde a função de controle tem amplitude máxima. A potência de saída é máxima quando o sinal $s(t)$ atinge o valor máximo de $\delta(t)$, respeitando os limites de 0,1 e 0,9 para a razão cíclica.

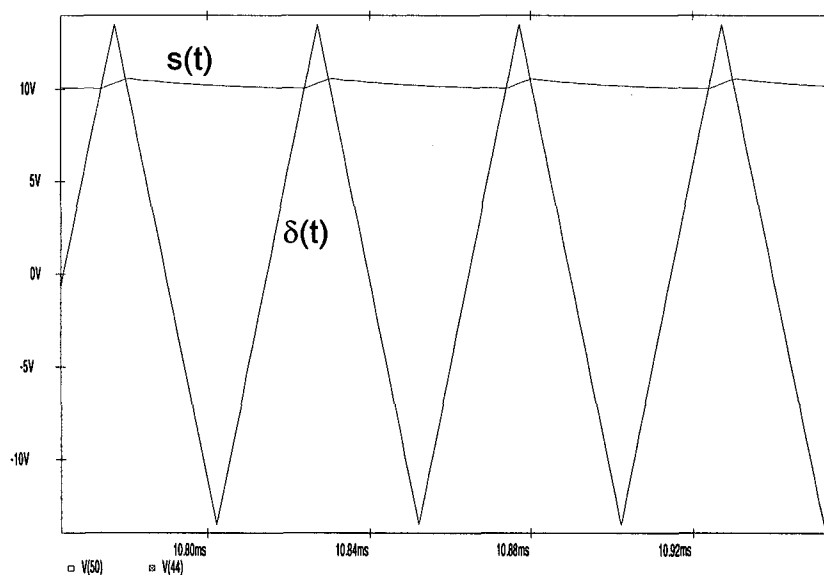


Fig. 3.12 - Função de controle $s(t)$ e Onda triangular $\delta(t)$.

Da comparação entre os sinais $s(t)$ e $\delta(t)$ apresentados na Fig. 3.12 tem-se como resultado a modulação PWM. A modulação PWM é que define a razão cíclica dos interruptores, onde a frequência de comutação é fixa e a razão cíclica variável.

A partir do sinal da modulação PWM efetua-se a complementação dos pulsos de comando para os interruptores $S_{1,4}$ e $S_{2,3}$ que são acionados aos pares complementarmente. A Fig. 3.13 apresenta o sinal PWM e o sinal de gatilho para os interruptores:

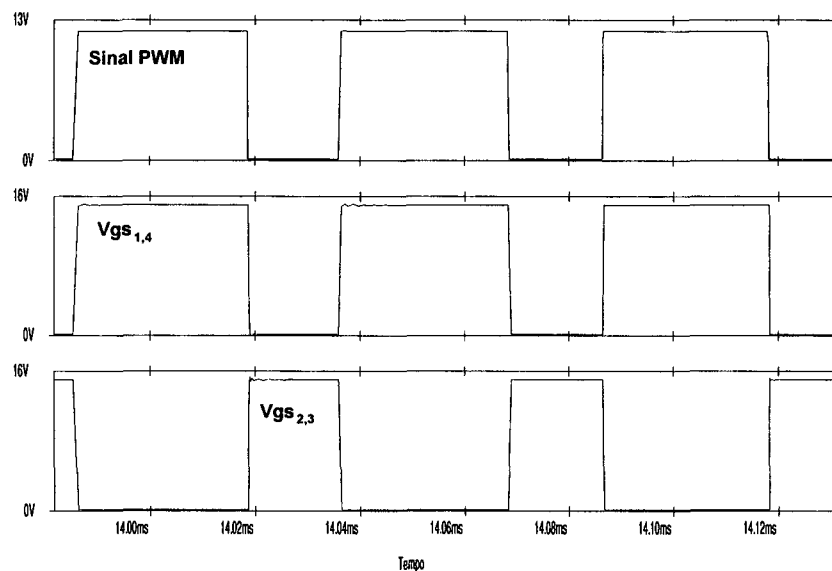


Fig. 3.13 - Modulação PWM e Comando dos interruptores.

Uma das características do circuito alimentado por fonte de corrente é a necessidade de assegurar um caminho para a circulação da corrente de entrada durante a comutação. Desta forma, o comando dos interruptores deve conter um tempo de sobreposição que garanta a condução dos interruptores até que se efetive o desvio da corrente para os interruptores complementares. Na simulação, um circuito RC foi implementado para retardar a descida dos pulsos de comando.

Na Fig. 3.14 visualiza-se a corrente no indutor L_o . Como era esperado, a forma de onda da corrente é senoidal. No gráfico inferior da mesma figura pode-se observar o comportamento da derivada da corrente (tensão no indutor L_o).

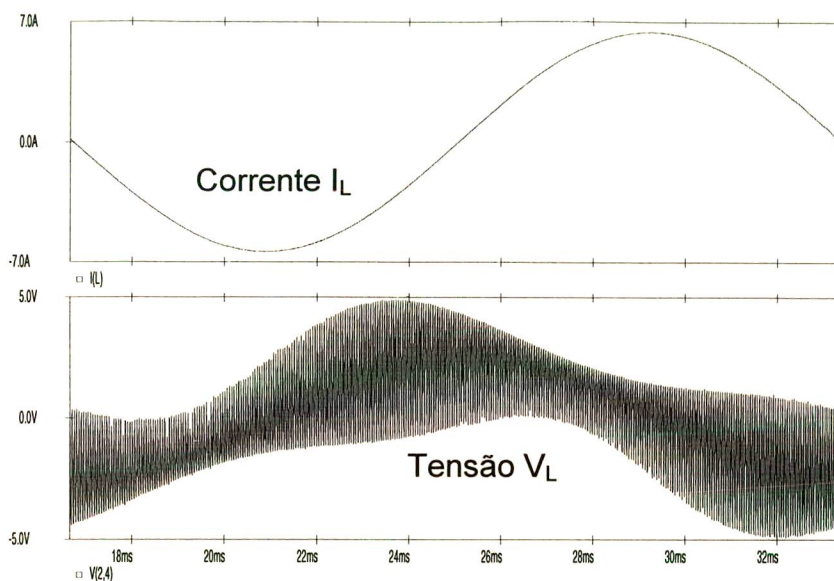


Fig. 3.14 - Tensão e corrente no indutor L_o .

Na Fig. 3.15 visualiza-se as formas de onda para a tensão e a corrente no resistor R_o . Como era esperado, a corrente tem forma senoidal e está em fase com a tensão, devido à característica resistiva da carga.

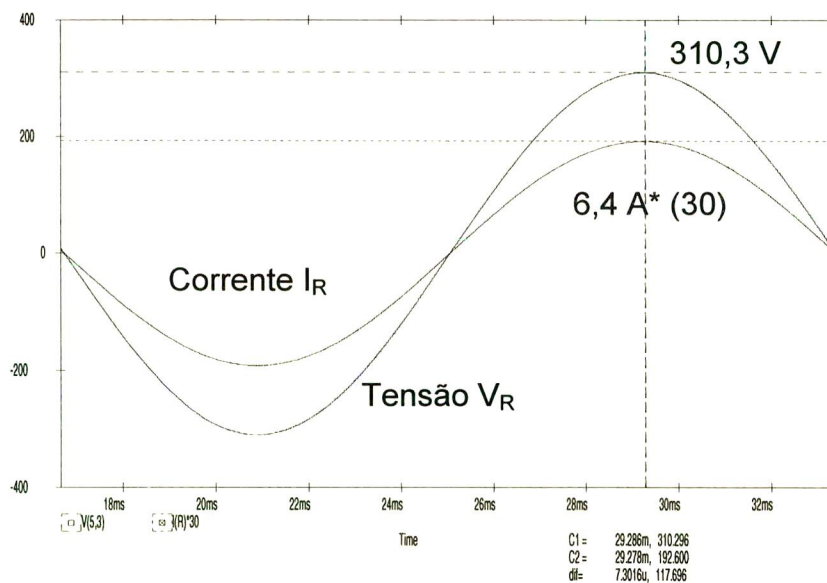


Fig. 3.15 - Tensão e corrente no resistor R_o .

A potência de saída, apresentada na Fig. 3.16, está de acordo com os valores projetados, aproximadamente 1kW.

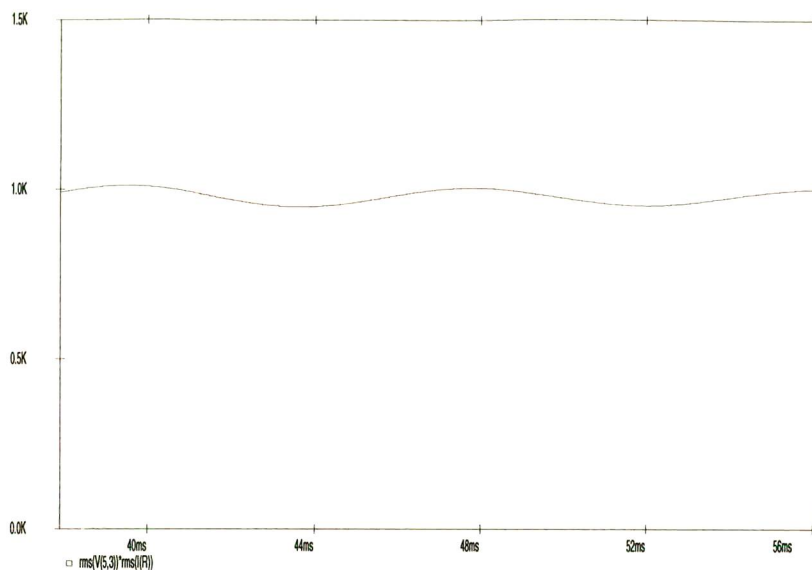


Fig. 3.16 - Potência de saída.

A Fig. 3.17 mostra a superfície de deslizamento para a referência senoidal. A superfície de deslizamento tem o aspecto circular porque não acontece o deslizamento devido a variação lenta do erro e de sua derivada. A variação do sinal de erro depende da variação da carga e que, para este caso, tem sua variação em função de ωt (frequência de saída do inversor). O que ocorre nesta superfície é uma variação do sinal do erro e de sua derivada dentro de um período da frequência da tensão de saída. Como esta variação é lenta comparada à frequência de comutação, as trajetórias do erro e sua derivada não sofrem desvios, ou seja, não sofrem deslizamento.

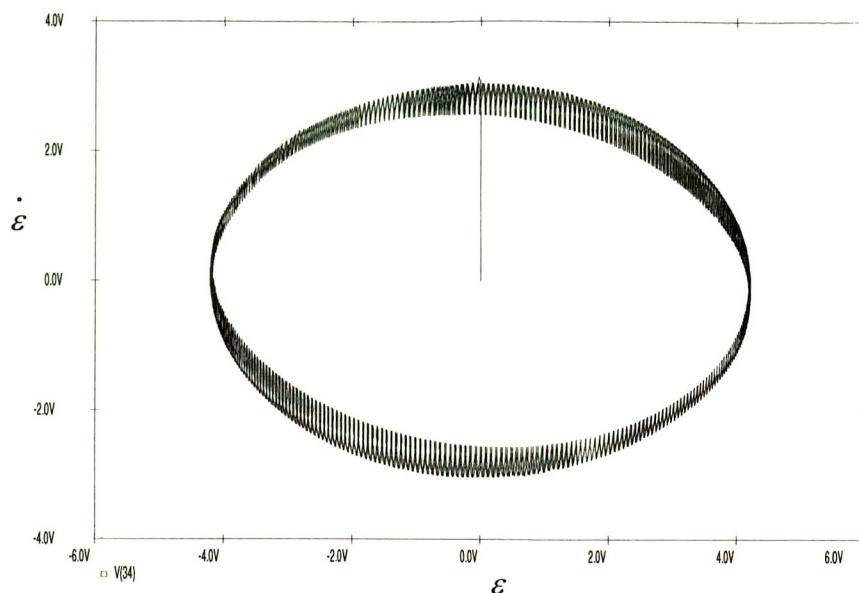


Fig. 3.17 - Superfície de deslizamento para uma referência senoidal.

3.14.3. SIMULAÇÃO PARA REFERÊNCIA QUADRADA

Como verificou-se na simulação para referência senoidal, o controle por modo deslizante passa a atuar somente quando há variações para o erro e sua derivada. Desta forma, a melhor maneira de testar o funcionamento deste modo de controle é a imposição de uma forma de onda que tenha a máxima derivada possível para a referência de corrente, ou seja a onda quadrada.

A referência de tensão $\dot{r}(t)$ foi aterrada ao nó zero, uma vez que a derivada de uma constante é zero.

A amplitude do sinal de referência quadrada teve seu valor diminuído, pois pretendeu-se somente visualizar o comportamento do inversor para essa referência.

3.14.4. RESULTADOS OBTIDOS PARA A SIMULAÇÃO COM ONDA QUADRADA DE REFERÊNCIA:

Na Fig. 3.18, apresentada abaixo, visualiza-se a tensão no indutor V_L já multiplicada pelo ganho G_v . Através do LF351 (X_{30} da Fig. 3.4) obtêm-se a diferença entre o sinal da tensão V_L e o sinal da referência $\dot{r}(t)$. O resultado desta operação é o erro da derivada de corrente ($\dot{\varepsilon}$), que é o próprio sinal V_L só que invertido, pois a referência de tensão é zero.

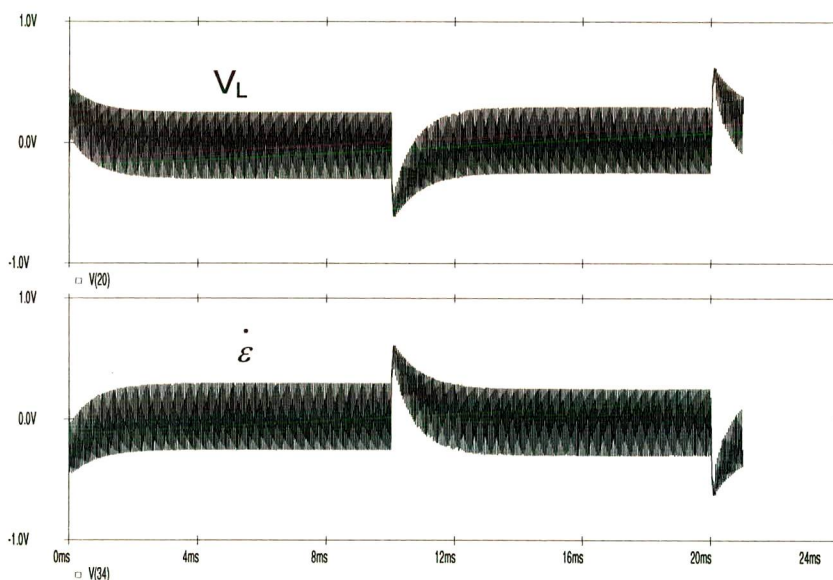


Fig. 3.18 - Tensão no indutor e derivada do erro de corrente.

O tempo de resposta deste inversor para uma referência de máxima derivada possível (onda quadrada) é de aproximadamente 2,5 ms, um tempo bastante rápido comparado aos sistemas convencionais de controle. Na Fig. 3. 19 pode-se visualizar as formas de onda da referência de corrente I_{ref} e da corrente obtida na saída I_{out} . A diferença apresentada entre estes sinais define o erro de corrente (ε) e é apresentado no gráfico inferior da Fig. 3.19:

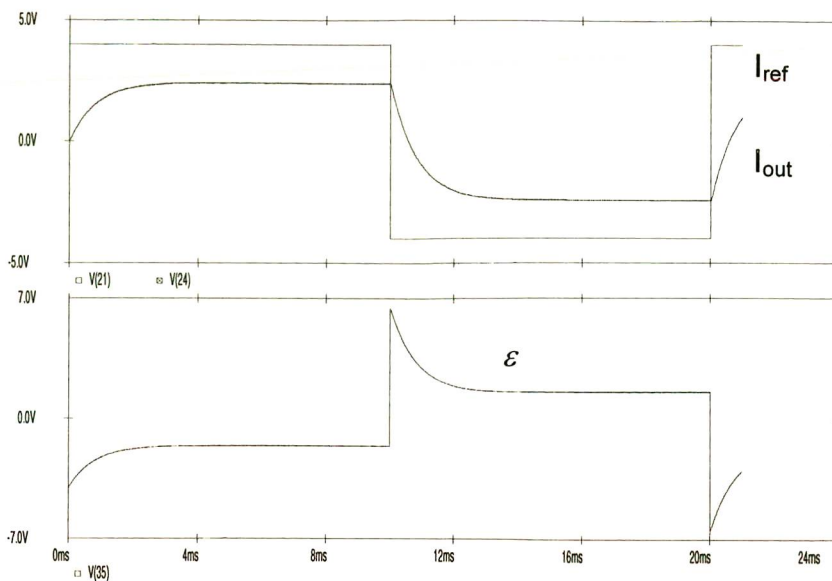


Fig. 3.19 - Referência de corrente (I_{ref}), Corrente de saída (I_{out}) e sinal de erro (ε).

A partir dos resultados obtidos para o erro de corrente (ε) e de sua derivada ($\dot{\varepsilon}$), apresentados no gráfico superior da Fig. 3.20, tem-se da diferença entre eles a função de controle $s(t)$, mostrada no gráfico inferior da Fig. 3.20:

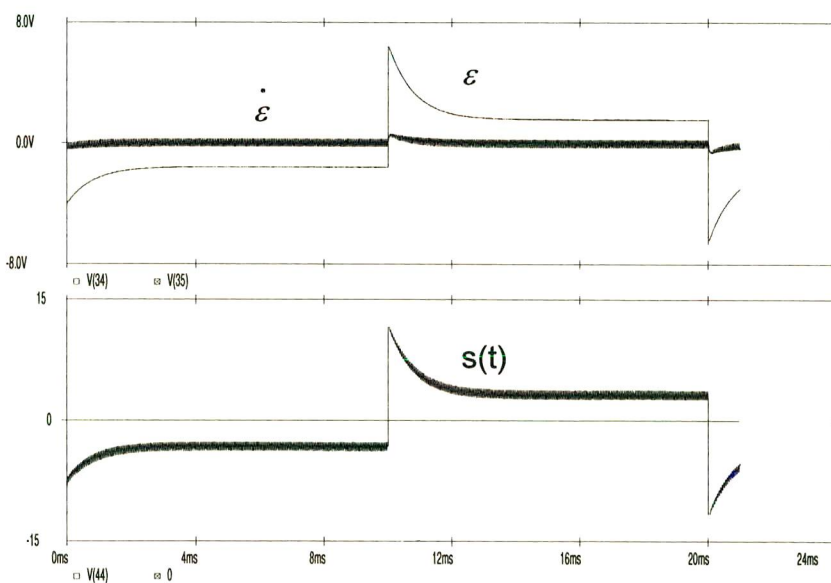


Fig. 3.20 - Erro de corrente ε , sua derivada $\dot{\varepsilon}$ e a função de controle $s(t)$.

A Fig. 3.21 mostra a função de controle $s(t)$ comparada a uma onda triangular $\delta(t)$ na frequência de comutação dos interruptores desejada (20kHz). Na mesma figura, no gráfico inferior, apresenta-se os pulsos de comando para os interruptores comprovando o funcionamento do controle.

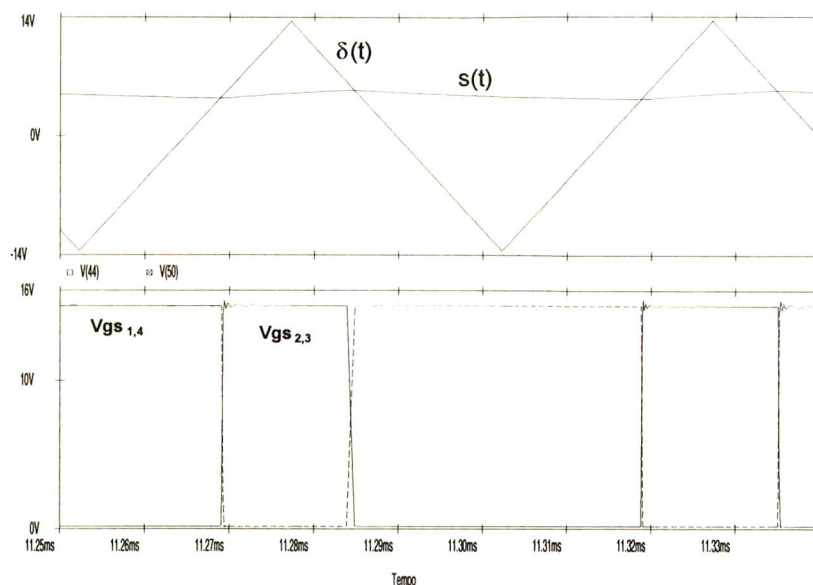


Fig. 3.21 - Função de controle $s(t)$, Onda triangular $\delta(t)$ e pulsos para os interruptores.

Na Fig. 3.21 verifica-se que a comutação ocorre sempre que o sinal $s(t)$ cruza com o sinal $\delta(t)$.

A corrente de saída do inversor é a própria corrente no indutor L e pode ser visualizada na Fig. 3.22. No gráfico inferior tem-se a derivada da corrente (tensão no indutor L_0).

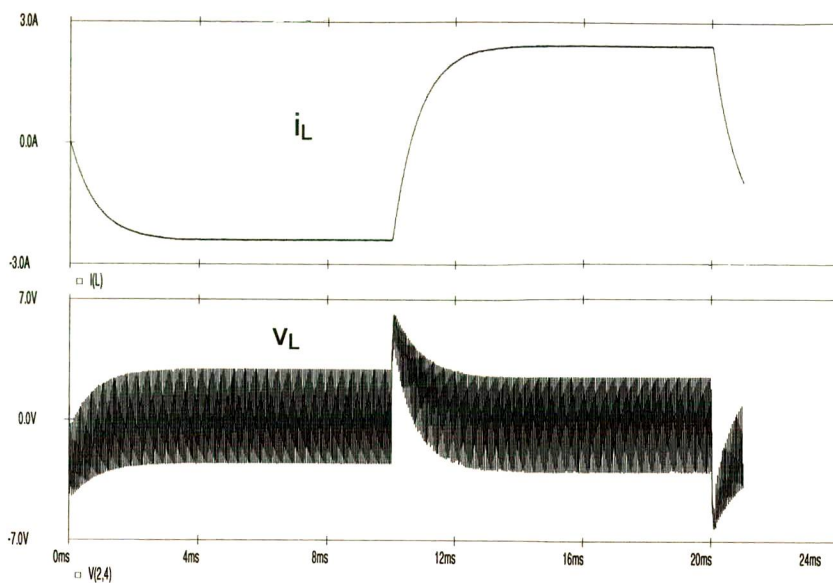


Fig. 3.22 - Corrente e tensão no indutor L_o .

A figura 3.23 mostra a tensão no resistor R_o . Essa forma de onda para a tensão no resistor R_o reflete claramente a forma de onda da referência. Isso significa dizer que o inversor de corrente com controle por modo deslizante é capaz de reproduzir qualquer forma de onda, pois a onda quadrada é a que possui maior derivada.

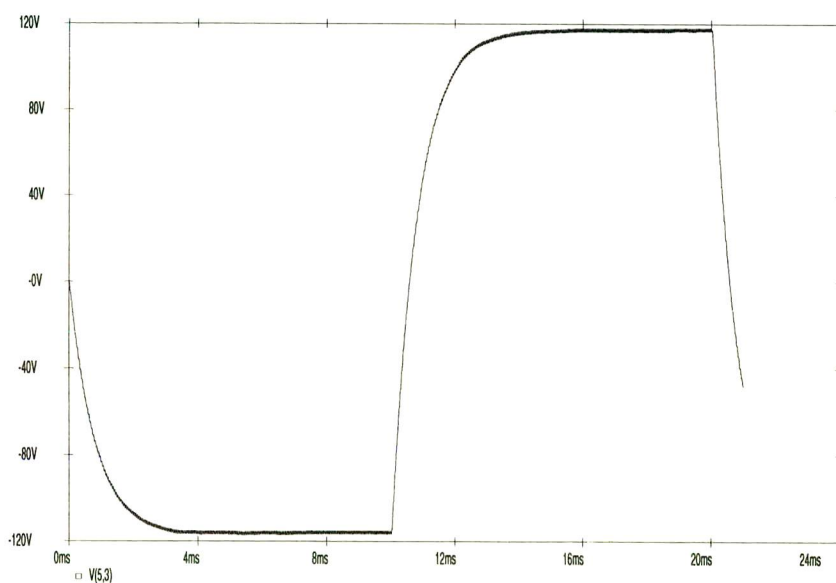


Fig. 3.23 - Tensão no resistor R_o .

A Fig. 3.24 mostra a superfície de deslizamento para a referência quadrada. Nesta verifica-se o deslizamento, pois a variação da corrente de referência ocorre em um tempo infinitesimal, ou seja, tem a máxima derivada. O erro máximo ocorre no instante que a corrente muda do nível positivo para o negativo, provocando um deslizamento do nível em que o erro se encontra até aquele onde a diferença é mínima. O mesmo acontece para a mudança do nível negativo para o positivo. Durante este tempo de deslizamento a interação entre o erro ε e a sua derivada $\dot{\varepsilon}$ descrevem as trajetórias que compõem a Fig. 3.24:

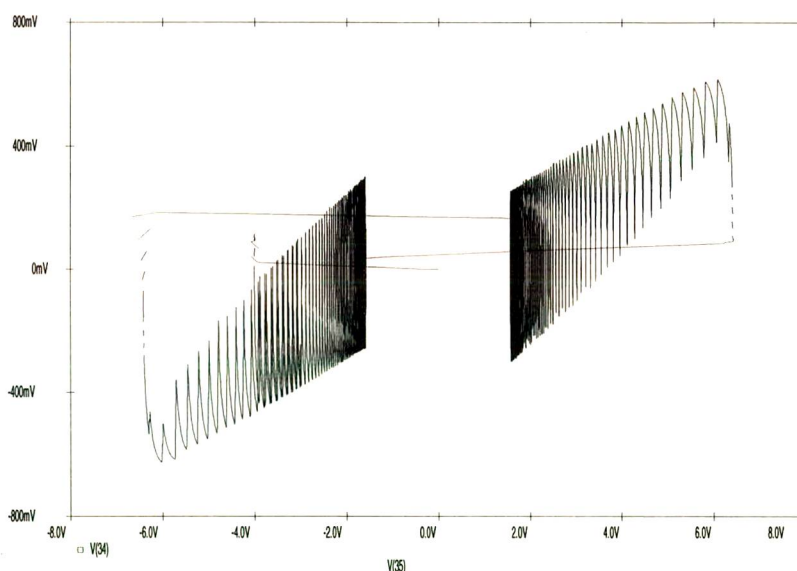


Fig. 3.24 - Superfície de deslizamento para uma referência quadrada.

3.15. SATURAÇÃO DO SINAL CONTROLE $s(t)$

A variação da inclinação da superfície de deslizamento depende do nível de saturação da função de controle $s(t)$. Quanto maior for a saturação maior será a variação na inclinação da superfície. É conveniente salientar que a inclinação da

superfície é dada pelos ganhos dos erros α_1 e α_2 , mas o desvio que a superfície tem é consequência da saturação do sinal $s(t)$. Desta forma, não ocorrendo saturação do sinal de controle $s(t)$, a superfície de deslizamento não sofre variação de inclinação.

Para efeito de elucidação, a seguir são apresentados os resultados para a saturação do sinal de controle $s(t)$. A Fig. 3.25 apresenta o sinal de controle com saturação.

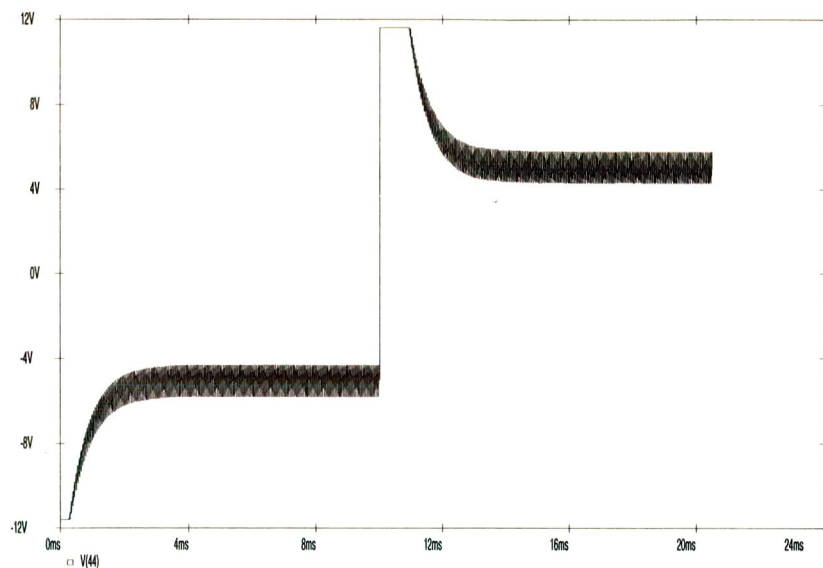


Fig. 3.25 - Função de controle $s(t)$ saturada.

Com a ocorrência da saturação no sinal de controle $s(t)$, a superfície de deslizamento tem variação na inclinação. A Fig. 3.26 apresenta a superfície de deslizamento para o sinal de controle apresentado na Fig. 3.25.

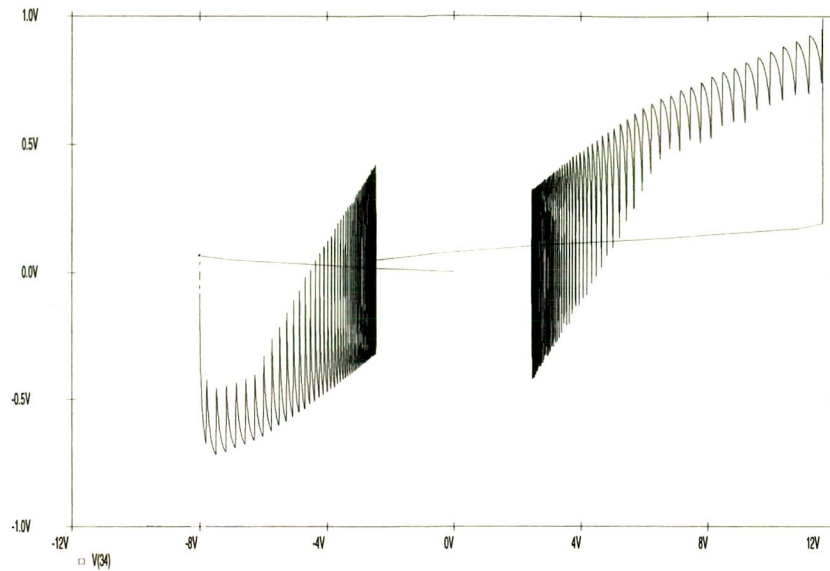


Fig. 3.26 - Superfície de deslizamento para referência quadrada com saturação do sinal de controle.

Uma comprovação do equacionamento do valor para o capacitor C_o é apresentado na Fig. 3.27, onde verifica-se que para um capacitor de 2 uF tem-se a máxima derivada possível para a comparação com o sinal $s(t)$.

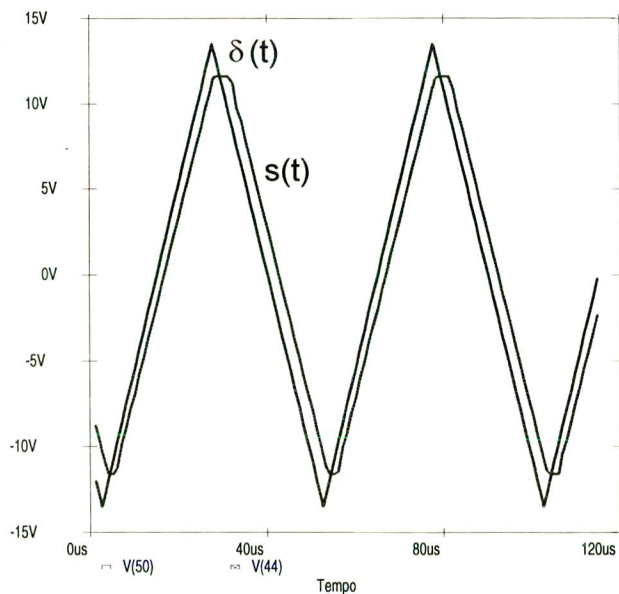


Fig. 3.27 - Máxima derivada para o sinal $s(t)$ comparado ao sinal $\delta(t)$.

3.16. CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se a forma de implementação do controle através da modelagem para a simulação no software Pspice.

Com a modelagem do controle através de blocos individuais foi possível descrever o funcionamento do controle de acordo com os sinais em cada entrada destes blocos e o respectivo sinal de saída. A modelagem dos sensores para a corrente e tensão no indutor demonstrou-se eficiente para a simulação, bem como o conjunto de todo o controle.

Com os resultados obtidos nas simulações pode-se observar a eficiência do controle.

As formas de onda para a corrente e a tensão na carga apresentaram as amplitudes desejadas.

O controle mostrou-se eficiente para as formas de onda (senoidal e quadrada) impostas na referência, o que permite dizer que pode-se aplicar formas de onda de diversos tipos e o controle encarrega-se de manter a estrutura funcionando em regime estável.

O controle apresentou a característica de ajustar a variação da inclinação da superfície de controle dependendo do nível de saturação do sinal $s(t)$. Isso indica que mesmo ocorrendo grandes distúrbios nos sinais do controlador, este tende a procurar uma trajetória adequada para levar o sistema à estabilidade.

A maneira de controlar estruturas em eletrônica de potência torna-se mais simples e eficiente e com um tempo de resposta a perturbações de carga muito menor com o uso do Controle por Modo Deslizante.

CAPÍTULO 4

IMPLEMENTAÇÕES E RESULTADOS PRÁTICOS

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os procedimentos efetuados durante a implementação prática do inversor. É nesta etapa que se realiza a construção de um protótipo a partir dos resultados obtidos nas etapas anteriores, ou seja, a metodologia de projeto e resultados de simulação. A partir deste protótipo, serão adquiridos resultados práticos visando a comprovação destes com os obtidos na simulação.

A grande vantagem de se implementar o inversor projetado é a experiência adquirida na construção e a tomada de decisões quando se tem que optar por componentes e ou métodos de implementação. Como consequência disso, a prática reforça todos os conceitos estudados, dados pela comprovação dos resultados.

Na seqüência são apresentados também, em detalhes, a configuração prática de cada um dos circuitos que realizam as funções individuais de cada bloco que compõe o inversor de corrente em questão, bem como a descrição detalhada de seu funcionamento e os resultados adquiridos.

4.2. O CIRCUITO GERAL DO INVERSOR DE CORRENTE

A Fig. 4.1 apresenta a estrutura funcional do inversor através do diagrama de blocos simplificado. As funções realizadas em cada bloco tem características individuais, a partir dos dados de entrada. Desta forma pode-se analisar as respostas de cada bloco individualmente, facilitando a correção de possíveis alterações no funcionamento geral da estrutura.

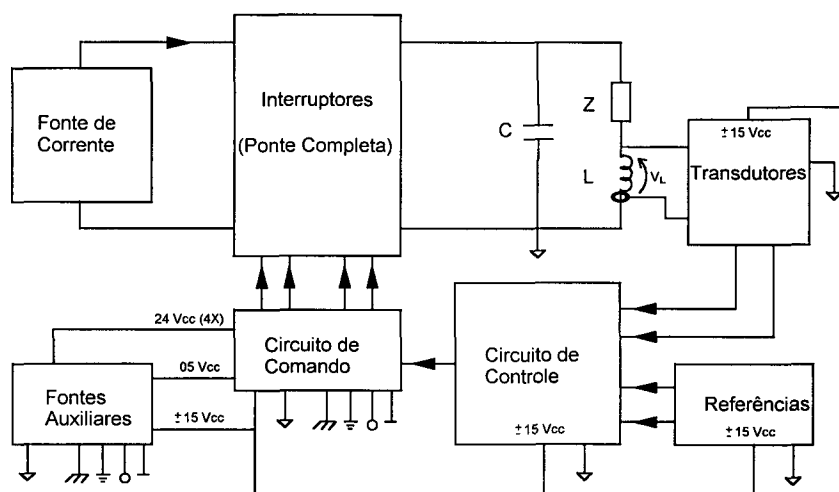


Fig. 4.1 - Diagrama de blocos simplificado do inversor.

4.3. FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO INVERSOR

Para a alimentação do inversor é necessário uma fonte de corrente contínua. Para realizar a fonte de corrente para os ensaios experimentais, utilizou-se uma fonte de tensão contínua com um indutor ligado em série para fornecer a característica de fonte de corrente. A fonte de tensão foi obtida através de um retificador trifásico.

Para este projeto, desejou-se que a ondulação da corrente de entrada fosse muito pequena, assim, o valor desse indutor é relativamente grande (500mH), pois a frequência de saída é baixa (60 Hz). No caso de uma aplicação direta onde se tenha uma fonte de corrente não é necessária a inclusão desse indutor.

O circuito de potência, para as características deste projeto, exige uma corrente contínua de 8,5 A.

4.4. PONTE DE INTERRUPTORES

O inversor de corrente é constituído por quatro interruptores, sendo cada interruptor composto por um transistor IGBT ligado em série com um Diodo para propiciar a característica de unidirecionalidade de corrente e bi-direcionalidade de tensão. O acionamento destes interruptores é feito aos pares e complementares, com a sobreposição nos pulsos de comando em um tempo de aproximadamente $1\mu\text{s}$.

Devido a disponibilidade de semicondutores no momento da implementação prática os transistores de potência Q_1 a Q_4 utilizados são de tecnologia IGBT canal N modelo IGRPH40F e os diodos D_1 a D_4 são diodos rápidos (na ordem de 100ns para recuperação reversa e 110ns para recuperação direta) modelo APT 30D100.

Os transistores IGRPH40F da International Rectifier tem capacidade de corrente de 17 A e suportam uma tensão reversa máxima de 1200V. Os diodos APT 30D100 da Advanced Power Technology tem capacidade de corrente de 30 A e suportam uma tensão reversa máxima de 1000 V.

A tensão reversa sobre os interruptores tem seu valor máximo no pico da senóide da tensão de saída, que é de aproximadamente 311V, a corrente máxima dos interruptores tem a mesma amplitude daquela fornecida pela fonte de entrada, ou seja, 8,5 A.

A Fig. 4.2 ilustra a disposição dos elementos no circuito de potência:

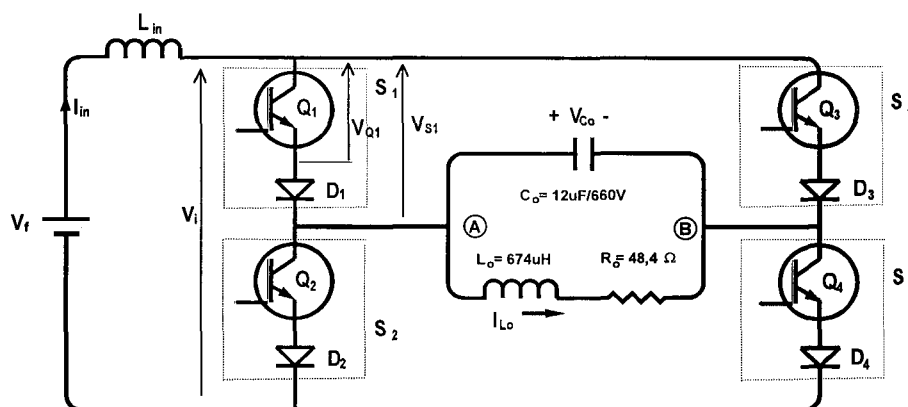


Fig. 4.2 - Circuito de potência.

4.5. CAPACITOR DE SAÍDA

O capacitor de saída deve ser de polipropileno, ou seja, capaz de suportar uma tensão alternada. O valor da tensão máxima deve conter uma pequena margem acima da tensão de pico na saída do inversor. O valor utilizado para este capacitor é de 12 uF/660 Vca (componente disponível).

4.6. PROJETO DO INDUTOR DE SAÍDA

Este indutor é projetado para trabalhar em alta frequência, ou seja, na frequência de comutação. O indutor de saída é um componente que admite uma

certa variação no valor de sua indutância, trazendo como consequência disso a variação da ondulação da corrente de saída na frequência de comutação.

Os elementos L_o e C_o , quando utilizados como filtros, são sintonizados na frequência da fundamental da saída (normalmente 60Hz). No caso do inversor proposto, pode-se aplicar esses elementos de maneira a obter uma frequência de corte bem acima da fundamental de saída, uma vez que as perturbações existentes só acontecem na frequência de comutação. Desta forma, os elementos L_o e C_o são dimensionados pelos seus valores mínimos, obedecidos os critérios apresentados no capítulo referente a metodologia de projeto e simulação.

A frequência de ressonância natural (ω_0) do par $L_o C_o$ para este projeto está na faixa de 2 kHz, tornando os componentes L_o e C_o de tamanho e pesos reduzidos e mantendo-se, para o método de controle utilizado, uma boa filtragem para as interferências da comutação.

Características para o indutor L_o :

- Valor da Indutância: $L_o = 674 \text{ } [\mu\text{H}]$
- Corrente eficaz no indutor: $I_{L\text{eficaz}} = 4,54 \text{ } [\text{A}]$
- Corrente de pico no indutor: $I_{L\text{pico}} = 6,42 \text{ } [\text{A}]$
- Variação da corrente no indutor: $\Delta I_{L\text{máx}} = 0,02 \times I_{L\text{pico}} = 0,128 \text{ } [\text{A}]$
- Corrente máxima no indutor: $I_{L\text{máx}} = \Delta I_{L\text{máx}}/2 + 6,42 = 6,484 \text{ } [\text{A}]$
- Fator de enrolamento: $K_w = 0,7$
- Variação do Fluxo magnético: $B = 0,28 \text{ } [\text{T}]$
- Densidade de corrente: $J = 300 \text{ } [\text{A}/\text{cm}^2]$

Desta forma, a Seção mínima do condutor será:

$$S_{min} = 2 \cdot \pi \cdot g^2 = 0,01188 \text{ [cm}^2\text{]} \quad (4.6)$$

Com o resultado da equação (4.6), verifica-se na tabela que o fio comercial 16 AWG possui uma seção de cobre de 0,0130 [cm²], o que satisfaz a seção mínima e será utilizado para o indutor.

4.7. CARGA RESISTIVA

Para o processamento da potência prevista, a resistência de carga utilizada é de aproximadamente 48 Ω.

4.8. CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito para o controle do inversor de corrente proposto é baseado em amplificadores operacionais (Fig. 4.3). A entrada da placa de controle possui dois conversores do tipo Corrente/Tensão para compatibilizar os sinais obtidos na saída do inversor (i e \dot{i}).

Os amplificadores tem seus ganhos controlados através dos resistores de realimentação. Em conjunto com os sensores, estes ganhos somados compõem os ganhos relativos aos ganhos de corrente G_i e de tensão G_v .

Os sinais (r e \dot{r}), que constituem os sinais de entrada para a referência de corrente e sua derivada, já tem suas amplitudes compatibilizadas pelo circuito de

defasagem sendo que r é aproximadamente igual a 9,6 V e \dot{r} tem seu valor inicial em aproximadamente 1,6 V e será ajustado para controlar a diferença de fase entre a referência de corrente e o sinal de corrente obtido na saída do inversor.

A partir destes dados de entrada (r e \dot{r}) e (c e \dot{c}) estes sinais são processados analogicamente através dos amplificadores operacionais (LF351) configurados como somadores com ganho unitário para o primeiro estágio, onde se processam as somas individuais da referência de corrente r e o sinal de saída c em um amplificador operacional bem como a derivada da referência de corrente \dot{r} com o respectivo sinal de saída \dot{c} em outro amplificador operacional. Em um segundo estágio, efetua-se a soma do erro de corrente ε com o erro da sua derivada $\dot{\varepsilon}$, com ganho adequado de modo a não saturar o sinal resultante de controle $s(t)$. O uso do Amplificador Operacional LF351 se justifica pela sua alta eficiência à imunidade de ruídos e por não ter a necessidade da compensação em frequência.

Embora os amplificadores operacionais apresentem uma grande rejeição a interferências, é conveniente fazer o desacoplamento das fontes de alimentação inserindo junto à alimentação destes componentes ($\pm 15V$) capacitores de disco de 100 nF, evitando assim possíveis ruídos na tensão de alimentação.

Após o processamento dos sinais do primeiro e segundo estágios, o sinal $s(t)$ tem sua amplitude limitada através do grampeamento pelos diodos zenner (Z-11V) com a finalidade de limitar a excursão da razão cíclica nos valores de 0,1 e 0,9.

Finalmente, o sinal $s(t)$ é comparado com o sinal gerado a partir do ICL 8038 constituindo o sinal modulado por largura de pulso (PWM). Este sinal é amplificado em corrente pelo transistor (2N2222A) para ser transmitido até a placa de comando.

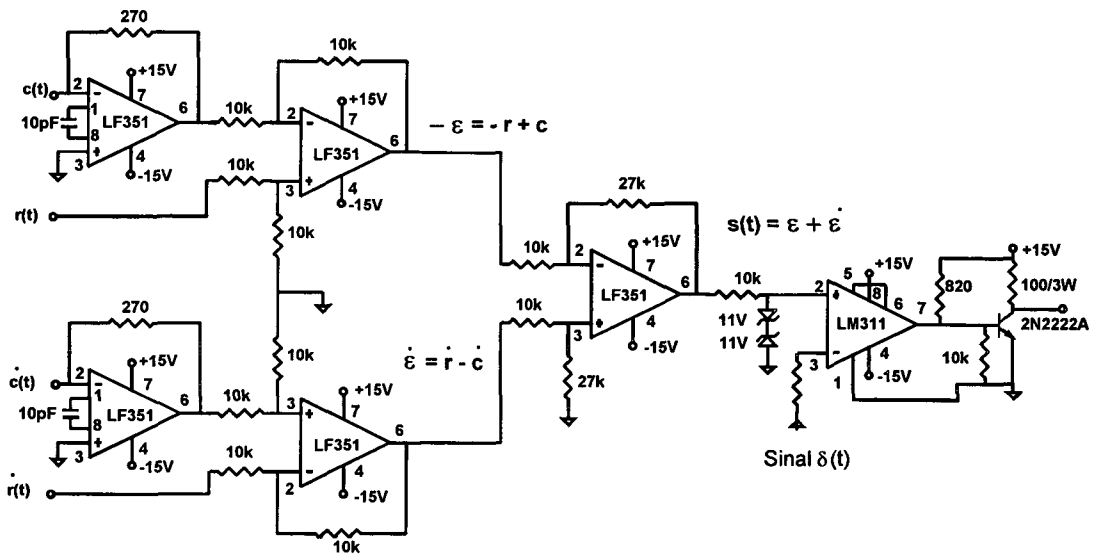


Fig. 4.3 - Circuito de controle.

4.9. FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO

A frequência de comutação dos interruptores é fixa e definida pela rampa de temporização da onda triangular $\delta(t)$, gerada a partir do circuito integrado ICL8038. O circuito integrado ICL 8038 é capaz de produzir, de acordo com a configuração desejada, três tipos de formas de onda, ou seja, senoidal, triangular e quadrada. No circuito apresentado na Fig. 4.4, está apresentada a configuração para uma saída triangular que será utilizada para comparar com o sinal $s(t)$ e é representada pelo sinal $\delta(t)$.

A frequência de comutação dos interruptores é fixa e definida pelos componentes R e C da equação (4.7):

$$f_c = \frac{0,33}{RC} [Hz] \quad (4.7)$$

Essa equação é válida para $R_a = R_b = R$, de acordo com a referência [23].

Adotando os valores de $10k\Omega$ para R e $1,6nF$ para C, tem-se uma frequência de aproximadamente 20kHz.

Como o sinal de saída $\delta(t)$ do ICL 8038 tem amplitude de $1/3$ de sua tensão de alimentação, é necessário amplificá-lo (através do LM 301) até o nível compatível com aquele do sinal de controle $s(t)$.

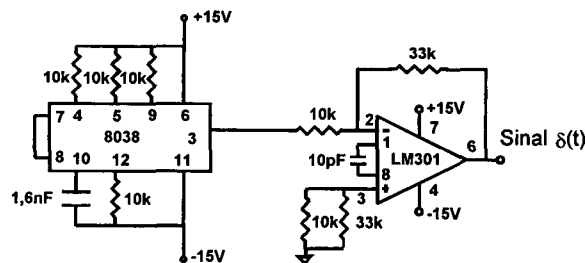


Fig. 4.4 - Circuito para geração da onda triangular de frequência fixa.

4.10. REFERÊNCIAS PARA A CORRENTE E SUA DERIVADA

O circuito de controle tem como parâmetros principais as referências de corrente e de sua derivada. Como deseja-se que estes sinais sejam sincronizados e com a mesma frequência, utiliza-se uma referência base para a construção destes sinais.

Para a geração de referência base utilizou-se um gerador de onda senoidal na frequência de 60 Hz, com a amplitude ajustável através de potenciômetro. Dependendo da aplicação onde este inversor venha a ser empregado, este instrumento pode ser substituído por um circuito integrado (ICL8038) operando na forma de onda e na frequência desejada ou pela frequência do sinal da tensão onde se deseja uma geração alternativa, por exemplo.

A partir do sinal de referência base constitui-se as referências para a corrente e sua derivada (tensão no indutor), que devem estar defasadas de 90° , ou seja, para um sinal senoidal na referência de corrente a sua derivada deverá ser um sinal cossenoidal.

A referência para a corrente é obtida diretamente do sinal referência base através de um amplificador operacional configurado no modo inversor e tem sua amplitude controlada através do potenciômetro de ganho.

A referência para a derivada de corrente é obtida através de dois amplificadores operacionais (LM741) configurados como integradores ativos interligados em cascata, como mostra o circuito da Fig. 4.5. Esta configuração permite que cada integrador seja ajustado para produzir uma defasagem de 45° no sinal, de acordo com a frequência de referência. A amplitude deste sinal é ajustada pelo potenciômetro de ganho. É importante destacar a função da derivada da corrente, que é de ajustar a fase entre os sinais r e c [1].

Para a implementação prática deste circuito é aconselhável a construção de um lay-out adequado para minimizar a influência de ruídos na placa.

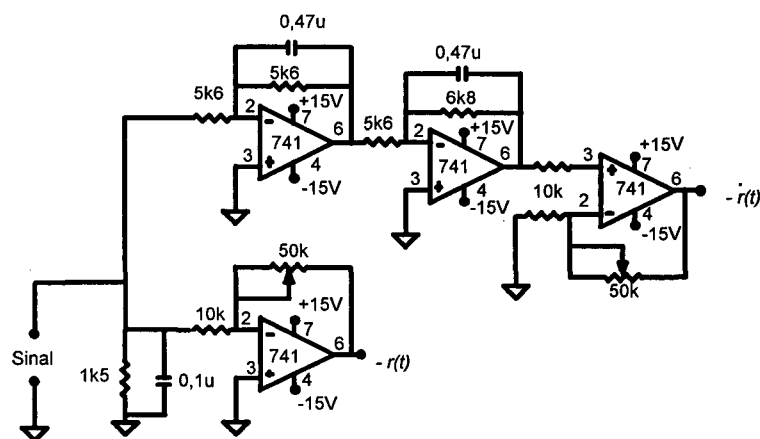


Fig. 4.5 - Circuito para defasagem das referências.

Através deste circuito pretende-se obter os sinais para as referências a partir de uma onda senoidal V_{ref} , como mostra a Fig. 4.6.

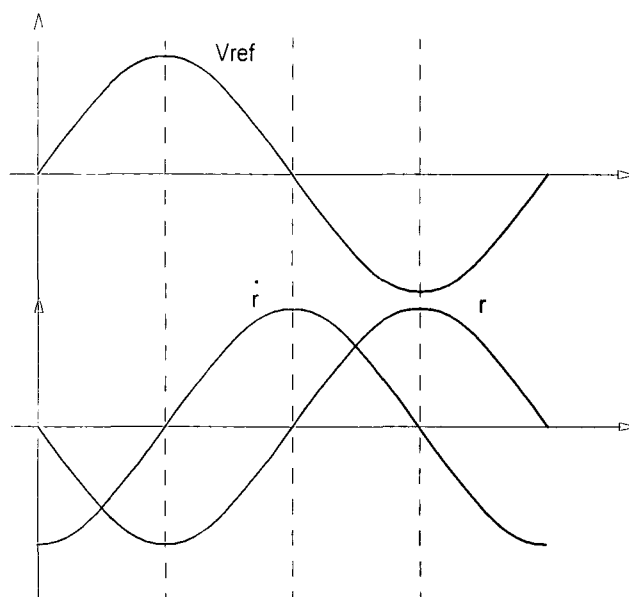


Fig. 4.6 - Sinais para referências.

4.11. CIRCUITOS PARA AMOSTRAGEM - SENSORES

A observação das grandezas de corrente e de tensão na saída do inversor é feita pelos sensores que estão apresentados na Fig. 4.7. Estes circuitos fazem a amostragem instantânea dos sinais de corrente e de tensão no indutor (c e \dot{c}) e transmitem até a entrada da placa de controle. É importante ressaltar que a colocação destes circuitos deve ser o mais próximo do indutor, evitando a interferência de ruídos externos induzidos nos condutores.

A amostra de corrente é feita por um Transdutor de corrente baseado no princípio do efeito Hall, sendo que neste caso será utilizado um componente dedicado (LEM LA25-NP). Este transdutor suporta uma corrente de pico nominal

(I_{PN}) de até 25 A e uma corrente de pico máxima (I_{PM}) de 36 A. A frequência de operação varia de 0 – 150 kHz. A relação de espiras do transdutor (para cada um dos cinco enrolamentos é de 1: 1000, que para uma associação série permite obter uma relação de até 1: 200.

Na saída deste transdutor (pino M) tem-se uma corrente nominal de 25 mA, onde é acoplado um resistor com valores entre 100 e 190 ohms, sendo que o valor de 120 ohms foi utilizado.

O sensor de tensão é obtido pelo divisor resistivo alimentando a entrada de sinal de um conversor do tipo Tensão/Corrente (LF411). Para este sensor é necessário que a tensão no indutor tenha o mesmo referencial da fonte de controle.

Os transistores de sinal (BC 337 e BC 327) amplificam em corrente os sinais de c e \dot{c} minimizando a influência de ruídos. A alimentação destes circuitos é feita com a tensão de $\pm 15V_{cc}$.

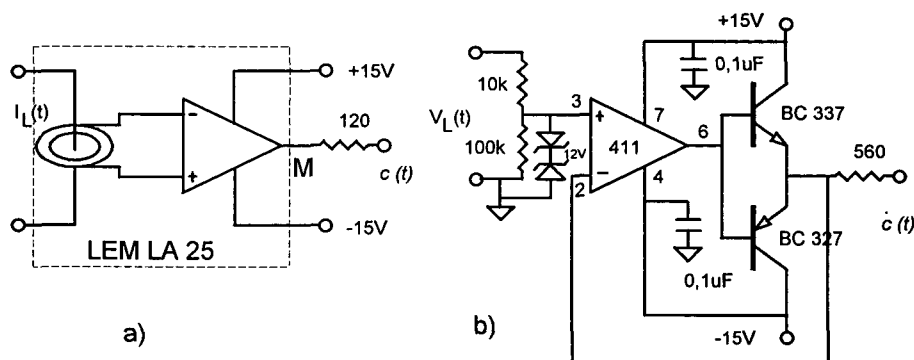


Fig. 4.7 - Sensores: a) Para a corrente e b) Para a tensão.

4.12. CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

Um dos circuitos que merece atenção no momento da implementação é o circuito de comando. É ele quem propicia uma perfeita comutação indispensável para o bom funcionamento e ótimo rendimento do inversor.

A característica do comando para o inversor de corrente é a necessidade de uma sobreposição nos pulsos de comando para evitar a descontinuidade da corrente na fonte de entrada.

Para gerar os pulsos complementares e sobrepostos utiliza-se um Duplo Multivibrador Monoestável (CI 4528) configurados de forma que se produza na saída Q1 e Q2 pulsos com largura ajustável para fazer a sobreposição dos pulsos de comando.

O multivibrador Monoestável 1 é configurado de maneira que este fique sensível a borda de descida (saída Q1), enquanto que o multivibrador 2 é configurado para estar sensível a borda de subida (saída Q2). Desta forma, a saída Q1 (pino 6) fornece um pulso toda vez que houver uma descida no sinal de entrada (pino 5), o mesmo acontece para a saída Q2 (pino 10) para uma subida no sinal de entrada.

Para produzir os sinais de comando uma configuração é apresentada na Fig. 4.10, onde utilizando-se portas lógicas “Nor” (CI4001) e “Buffer’s” Inversores (CI40106), obtém-se os pulsos complementares e sobrepostos pulsos para o circuito de acionamento dos interruptores.

O diagrama temporal da Fig. 4.8 representa os sinais e respostas obtidas:

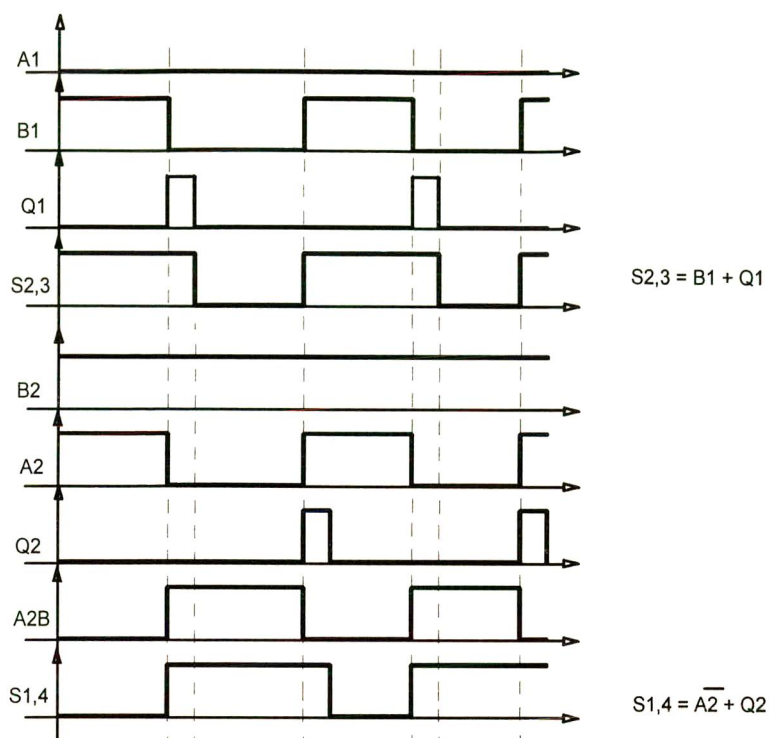


Fig. 4.8 - Diagrama temporal dos sinais e ordens de comando.

A largura de sobreposição (saída Qn) é determinada pela combinação do capacitor Cx e o resistor Rx, podendo ser ajustada de acordo com o gráfico da Fig. 4.9 (dados do fabricante):

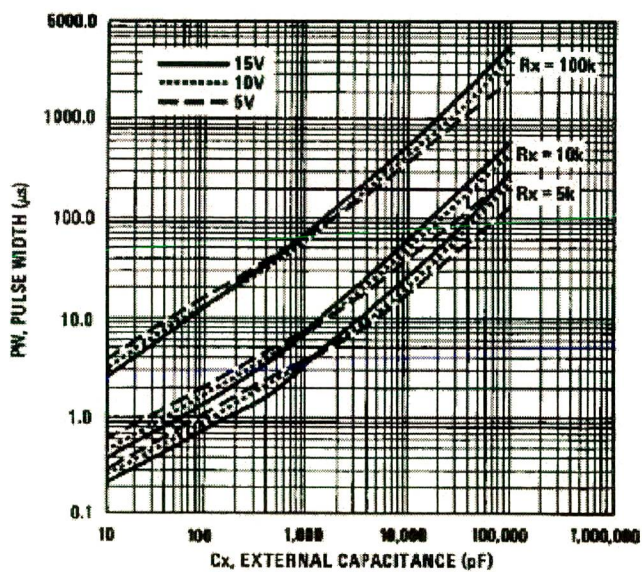


Fig. 4.9 - Gráfico para determinação da largura do pulso.

O circuito lógico para a complementação e sobreposição é mostrado na Fig.

4.10:

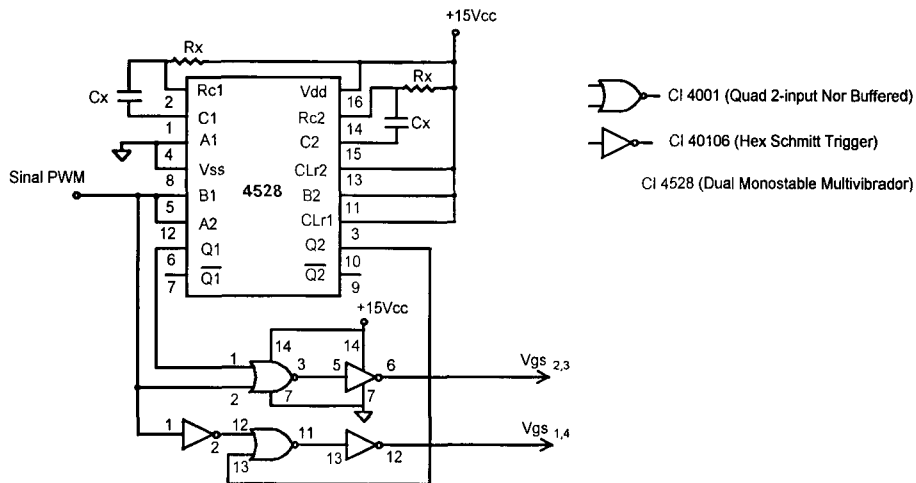


Fig. 4.10 - Circuito para Complementação e Sobreposição de pulsos.

4.13. CIRCUITO DE ACIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

A configuração dos interruptores do circuito de potência exige que o circuito de acionamento apresente fontes de tensão com referenciais isolados entre si. Desta forma, é necessário que se faça ordens de comando isoladas. Para isso, o circuito de acionamento além de propiciar as tensões adequadas para entrada em condução e bloqueio do interruptor, deve propiciar um isolamento entre os referenciais.

Neste projeto utiliza-se o circuito integrado M57924L da *Powerex/Mitsubishi* que dispõe de dois circuitos isolados por optoacopladores, independentes e capazes de acionar dois transistores IGBT's diretamente.

Como os interruptores não apresentam o mesmo potencial de referência para o gate, cada circuito de comando deverá apresentar uma fonte de alimentação isolada na saída. Para o caso de interruptores conectados com seus emissores a um

mesmo nó comum, é necessário apenas uma fonte de tensão na saída para todos os circuitos de acionamento que comandam estes dispositivos (Fig. 4.11).

A alimentação dos diodos emissores internos do circuito integrado que transmitem os pulsos de tensão da entrada para a saída é feita por uma fonte de tensão com seu valor máximo de 5 Vcc, não sendo necessários resistores externos para limitar a corrente de polarização drenada da fonte, pois o circuito integrado já é provido de resistores internos [12].

Com uma alimentação de 24 V nos circuitos isolados de saída pode-se aplicar um pulso de tensão gate-emissor de até 16,5 V positivos e de 7,5 V negativos. A tensão negativa de 7,5 V garante ao interruptor uma proteção contra disparos intempestivos, pois para que se dispare o interruptor é necessário uma perturbação no sinal de gate de no mínimo 7,5 V mais o valor de tensão limiar (treshold voltage).

A tensão máxima positiva aplicada ao gate dos interruptores é de 18 V, garantida pela inclusão de diodo Zener junto aos terminais do componente. Da mesma forma, a tensão máxima negativa aplicada ao gate é de 10 V. Com isso, tem-se a proteção do componente para eventuais picos de tensão nas ordens de comando.

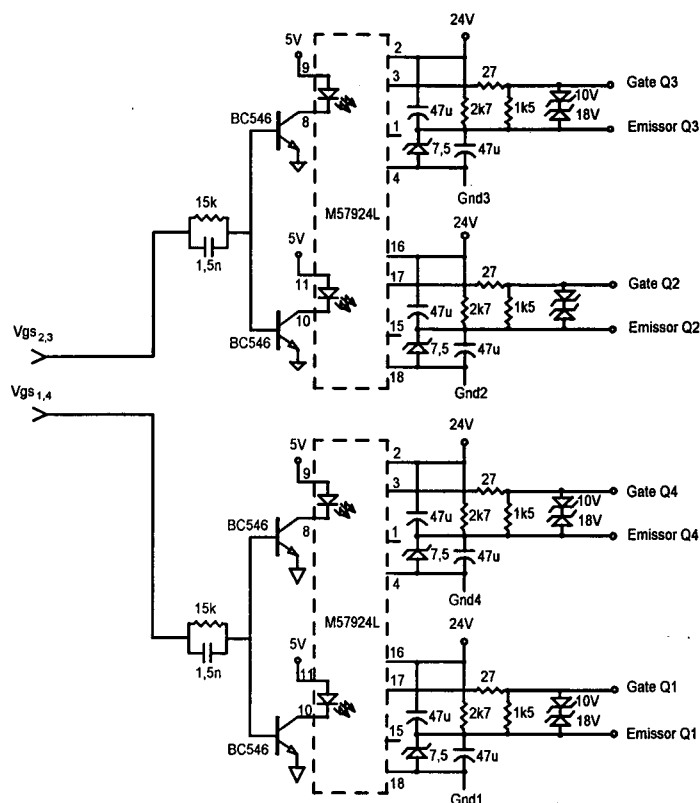


Fig. 4.11 - Circuito de acionamento dos interruptores.

4.14. FONTES DE ALIMENTAÇÃO AUXILIARES

A alimentação dos blocos dos circuitos de sinais é feita através de fontes auxiliares nas tensões adequadas para cada bloco. Essas fontes são construídas a partir dos circuitos básicos de fontes lineares com regulação série de tensão (LM7805, LM 7815 e LM7824) com seus referenciais isolados entre si, permitindo a associação de acordo com as necessidades de cada bloco de sinal.

4.15. RESULTADOS PRÁTICOS

Com o objetivo de constatar os efeitos ocorridos nas comutações, a aquisição de resultados práticos se procedeu inicialmente com o inversor funcionando em malha aberta, ou seja, sem a atuação do controle.

A Fig. 4.12 apresenta as formas de onda obtidas para a tensão (V_{in}) e a corrente (i_{in}) de entrada em um período de comutação, para o funcionamento do inversor sem modulação, com razão cíclica fixa igual a 0,7 e a corrente de entrada em 8,5A:

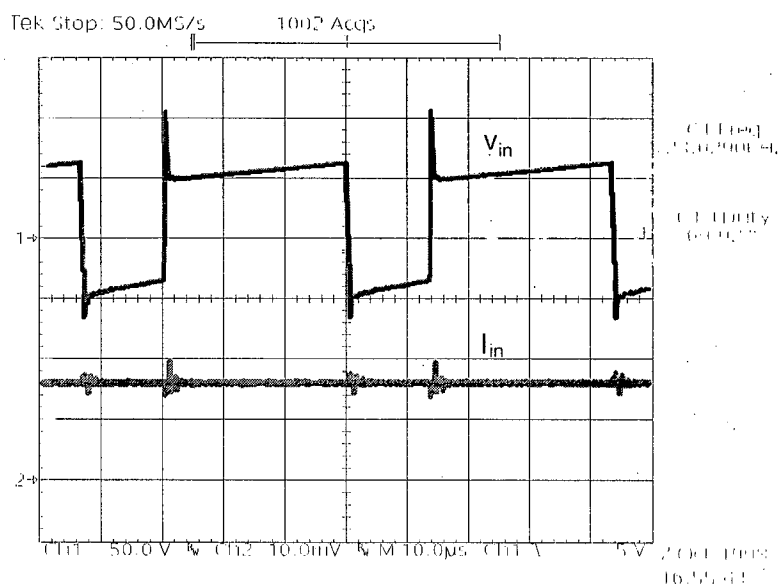


Fig. 4.12 - Tensão V_{in} (50 V/Div) e Corrente I_{in} (5A/Div) de entrada.

O comportamento da tensão no capacitor de saída (V_{co}) e a corrente no indutor de saída (i_{Lo}) são apresentados na Fig. 4.13 para um período da frequência de comutação, para o funcionamento do inversor com razão cíclica fixa em aproximadamente 0,1. Nesta figura pode-se observar que a tensão no capacitor e a

corrente no indutor são negativas pois o período em questão ocorre no semiciclo negativo da senóide de saída (60Hz):

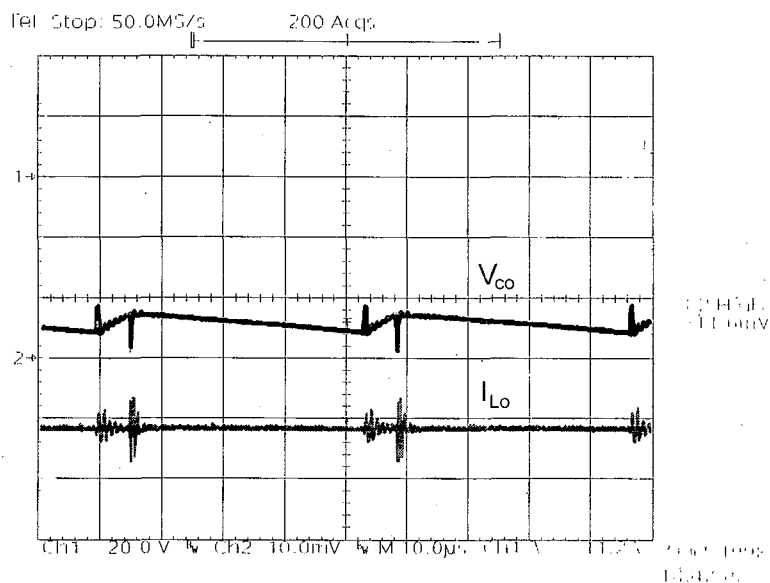


Fig. 4.13 - Tensão V_{co} (20 V/Div.) e Corrente I_{Lo} (5A/Div.), Razão cíclica 0,1.

Para uma razão cíclica igual a 0,5 a forma de onda da tensão no capacitor e a corrente no indutor é apresentada na Fig. 4.14. Nesta observa-se que a tensão tem níveis iguais e a corrente no indutor é praticamente zero.

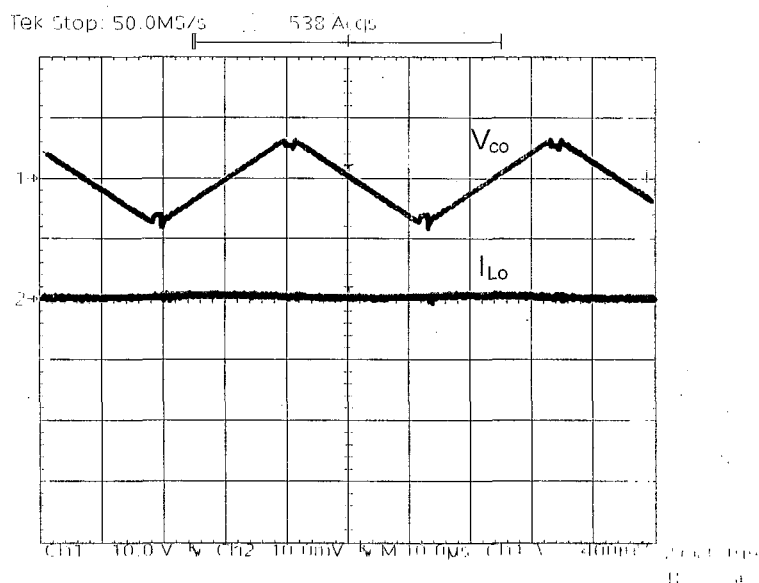


Fig. 4.14 - Tensão V_{co} (20 V/Div.) e Corrente I_{Lo} (2A/Div.), Razão cíclica 0,5.

Para uma razão cíclica igual a 0,9 tem-se o resultado na Fig. 4.15, onde verifica-se que a tensão no capacitor e a corrente no indutor são positivas, pois o período em questão ocorre no semiciclo positivo da senóide de saída (60Hz).

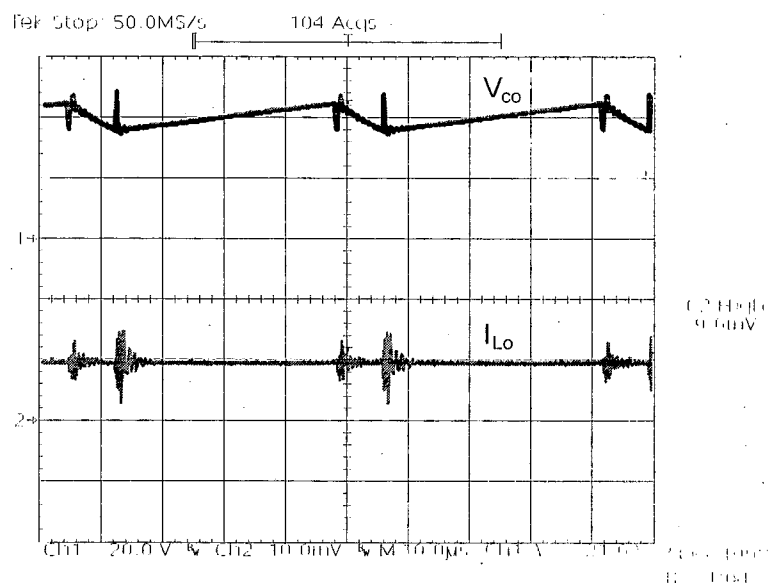


Fig. 4.15 - Tensão V_{co} (20 V/Div.) e Corrente I_{Lo} (5A/Div.), Razão cíclica 0,9.

A Fig. 4.16 apresenta as formas de onda obtidas para a tensão (V_{Q1}) e a corrente (i_{Q1}) no Transistor Q_1 em um período de comutação, para o funcionamento do inversor com razão cíclica fixa igual a aproximadamente 0,1:

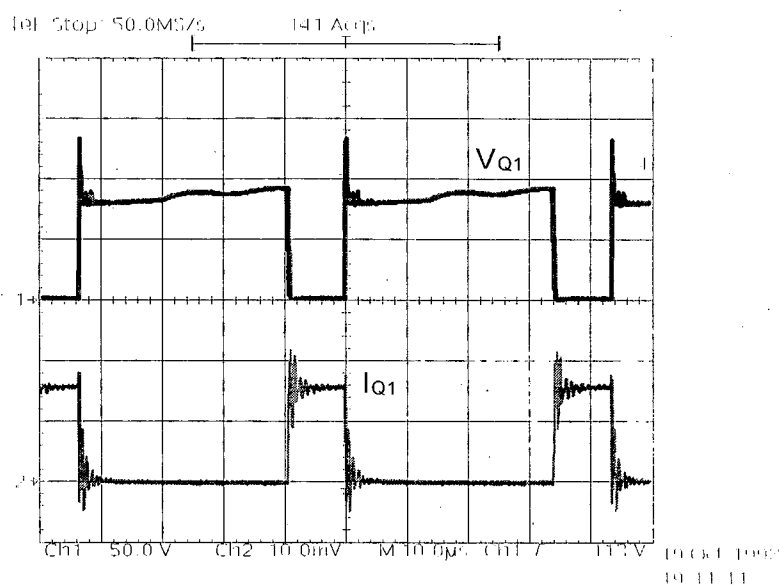


Fig. 4.16 - Tensão V_{Q1} (50 V/Div.) e Corrente i_{Q1} (5 A/Div.).

A Fig. 4.17 apresenta as mesmas grandezas da Fig. 4.16 só que para uma razão cíclica igual a 0,9:

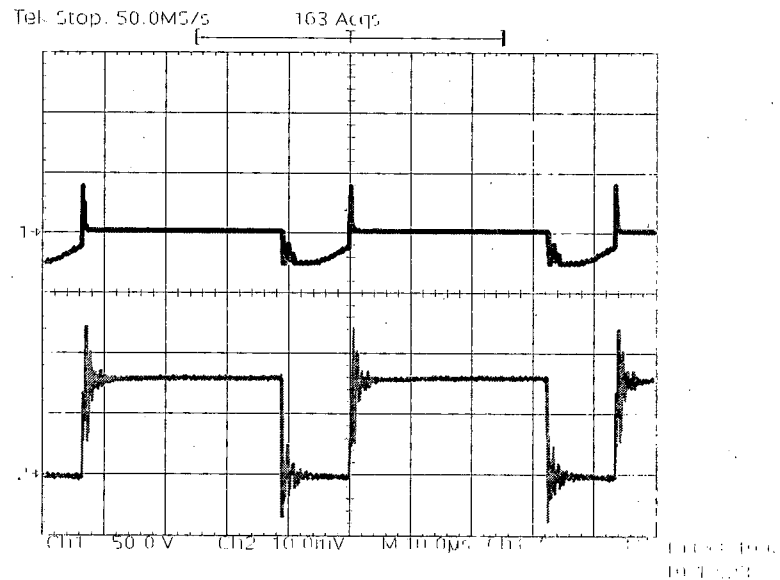


Fig. 4.17 - Tensão V_{Q1} (50 V/Div.) e Corrente i_{Q1} (5 A/Div.).

Na Fig. 4.18 pode-se observar as formas de onda para a tensão (V_{S1}) e a corrente (i_{S1}) no Interruptor S_1 em um período de comutação, para o funcionamento do inversor com razão cíclica fixa e igual a aproximadamente 0,1:

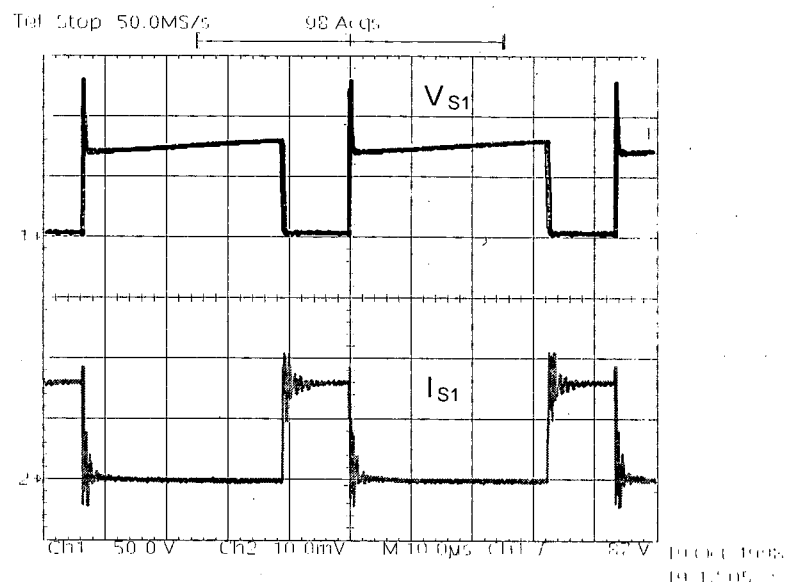


Fig. 4.18 - Tensão V_{S1} (50 V/Div.) e Corrente i_{S1} (5 A/Div.).

Da mesma forma que a Fig. 4.18, na Fig. 4.19 verifica-se as mesmas grandezas só que para uma razão cíclica igual a 0,9:

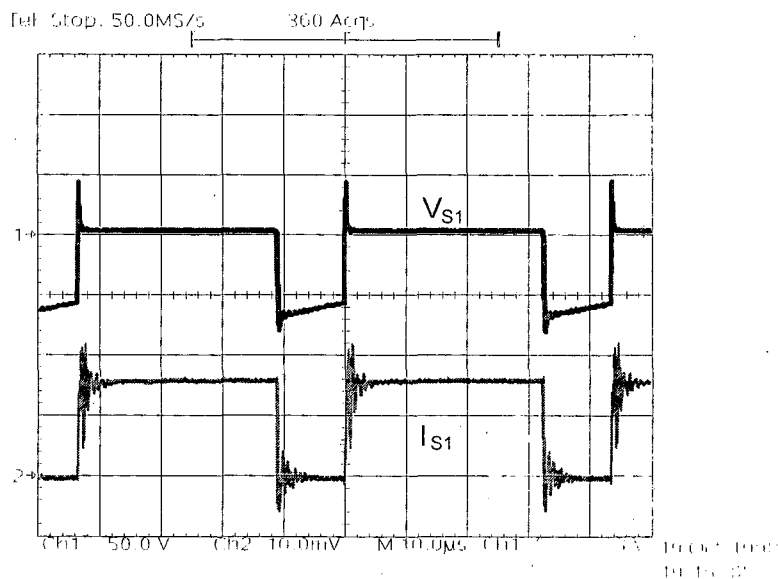


Fig. 4.19 - Tensão V_{S1} (50 V/Div.) e Corrente i_{S1} (5 A/Div.).

A Fig. 4.20 apresenta, na parte superior do gráfico, as formas de onda obtidas para a tensão no interruptor S_1 (V_{S1}) e a corrente no Transistor Q_1 (i_{Q1}) em um período de comutação, para o funcionamento do inversor com razão cíclica fixa em aproximadamente 0,1. No mesmo gráfico, na parte inferior, apresenta-se a tensão no interruptor S_2 (V_{S2}) e a corrente no Transistor Q_2 (i_{Q2}).

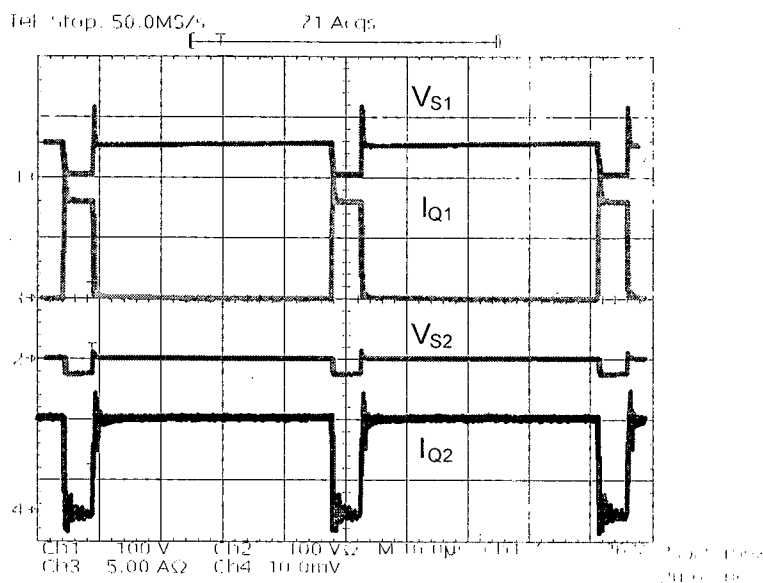


Fig. 4.20 - Tensão V_{S1} (100 V/Div.) e Corrente i_{Q1} (5 A/Div.); Tensão V_{S2} (100 V/Div.) e Corrente i_{Q2} (5A/Div.).

Da mesma forma, a Fig. 4.21 apresenta as mesmas grandezas para a razão cíclica fixa igual a 0,5.

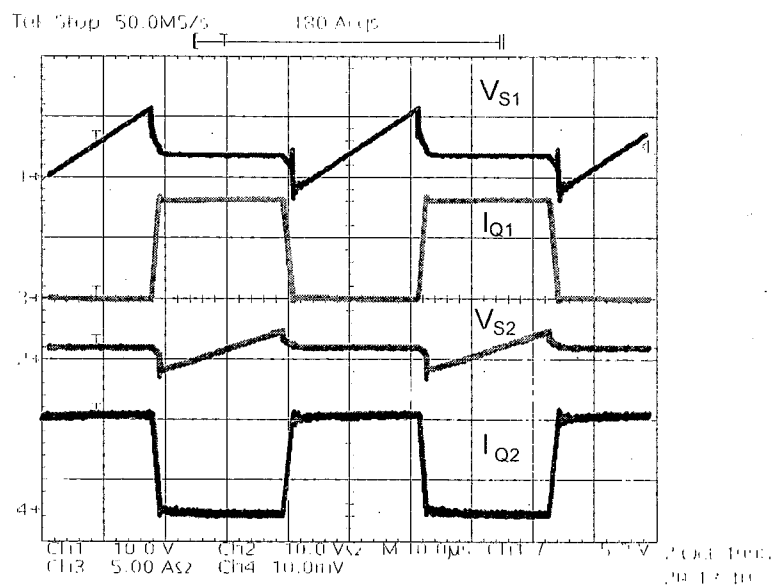


Fig. 4.21 - Tensão V_{S1} (100 V/Div.) e Corrente i_{Q1} (5 A/Div.); Tensão V_{S2} (100 V/Div.) e Corrente i_{Q2} (5A/Div.), Razão cíclica 0,5.

A Fig. 4.22 apresenta o fenômeno de comutação para a entrada em condução do interruptor S_1 com a razão cíclica igual a 0,1. Nesta figura pode-se observar as tensões nos interruptores S_1 e S_2 , bem como as correntes nestes interruptores.

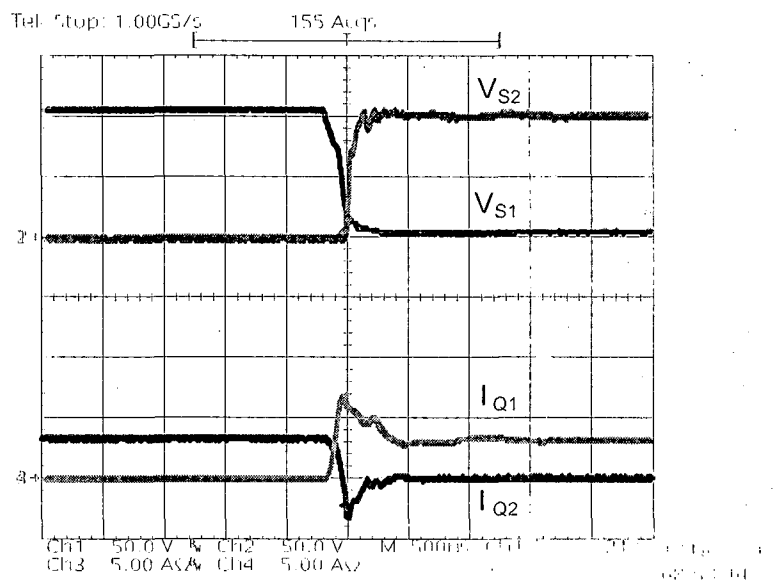


Fig. 4.22 - Tensão V_{S1} (50 V/Div.) e Corrente I_{Q1} (5A/Div.); Tensão V_{S2} (50 V/Div.) e Corrente I_{Q2} (5A/Div.), Razão cíclica 0,1, Entrada em condução de Q1.

Da mesma forma, a Fig. 4.23 apresenta as mesmas grandezas da Fig. 4.22 só que agora para uma razão cíclica igual a 0,9:

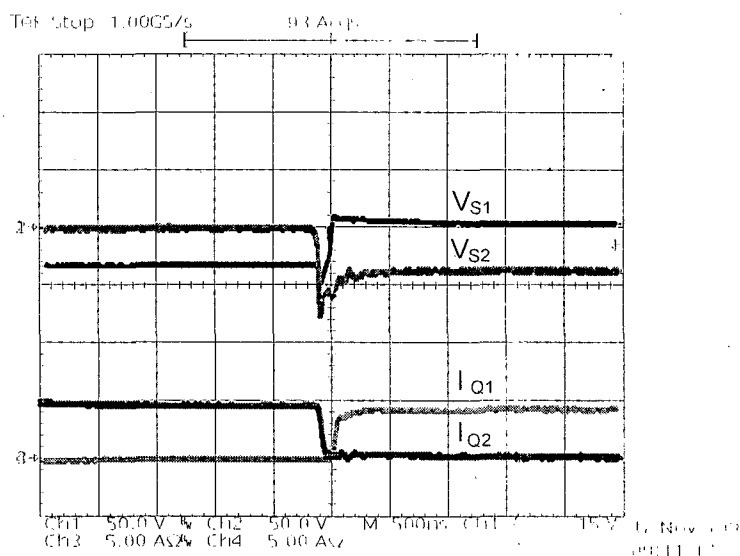


Fig. 4.23 - Tensão V_{S1} (50 V/Div.) e Corrente I_{Q1} (5A/Div.); Tensão V_{S2} (50 V/Div.) e Corrente I_{Q2} (5A/Div.), Razão cíclica 0,9, Entrada em condução de Q1.

O bloqueio do interruptor S_1 é apresentado na Fig. 4,24 para uma razão cíclica igual a 0,1:

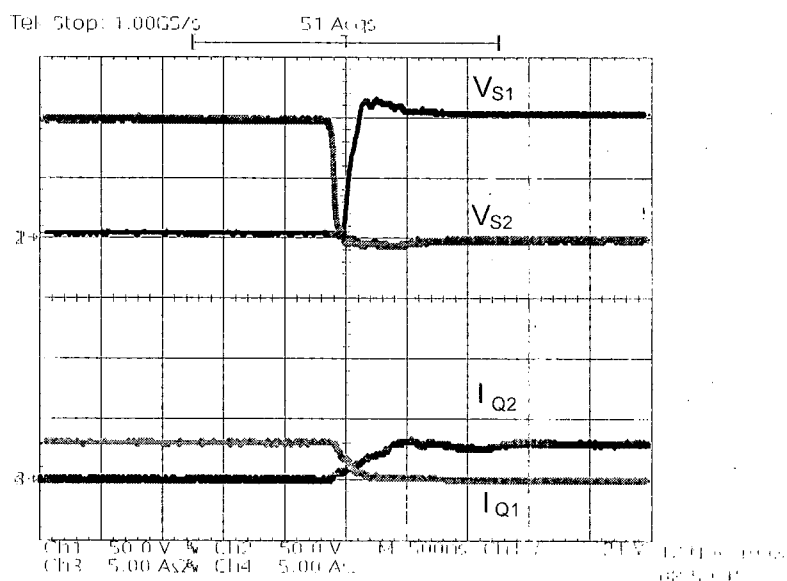


Fig. 4.24 - Tensão V_{S1} (50 V/Div.) e Corrente I_{Q1} (5A/Div.); Tensão V_{S2} (50 V/Div.) e Corrente I_{Q2} (5A/Div.), Razão cíclica 0,1, Bloqueio de Q1.

O bloqueio de S_1 para razão cíclica igual a 0,9 é apresentado na Fig. 4.25:

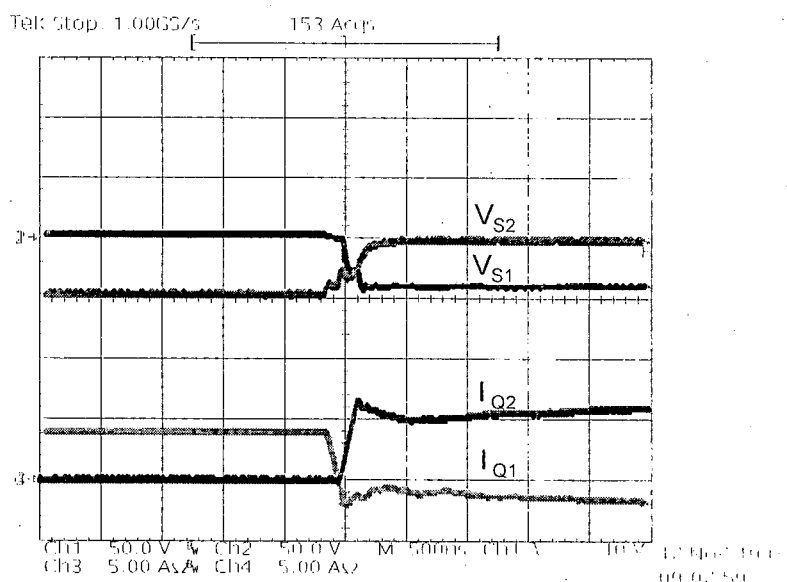


Fig. 4.25 - Tensão V_{S1} (50 V/Div.) e Corrente I_{Q1} (5A/Div.); Tensão V_{S2} (50 V/Div.) e Corrente I_{Q2} (5A/Div.), Razão cíclica 0,9, Bloqueio de Q1.

A partir do funcionamento do inversor em malha aberta, procedeu-se então para o funcionamento em malha fechada.

A Fig. 4.26 apresenta a forma de onda senoidal que compõe os sinais para as referências:

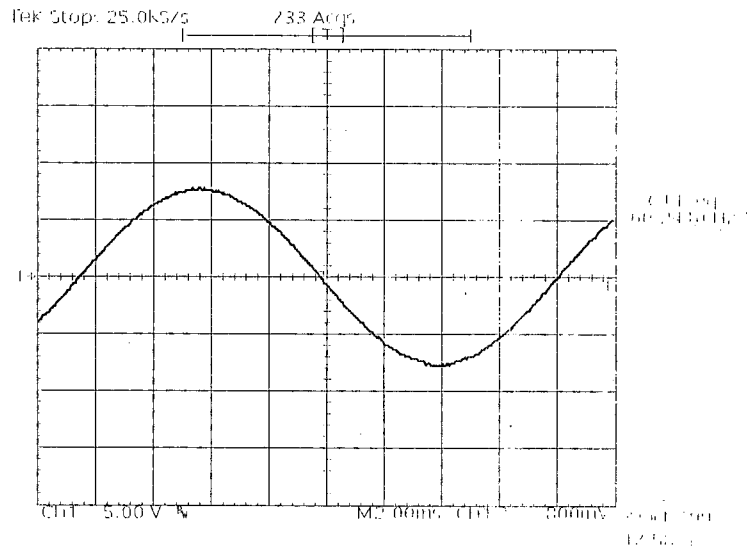


Fig. 4.26 - Tensão de referência para o circuito de defasagem.

A partir da tensão senoidal apresentada na Fig. 4.26, o circuito de defasagem adapta as tensões adequadas para cada tensão de referência.

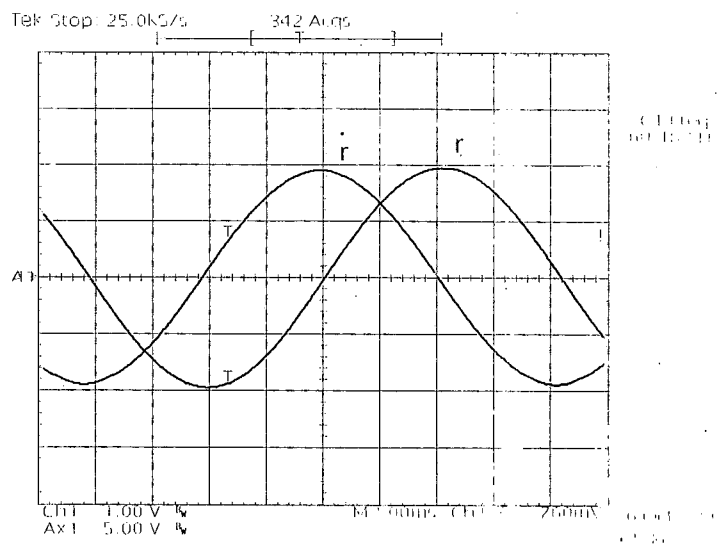


Fig. 4.27 - Referência para a Corrente e Referência para a Tensão.

Sinais para o controle:

A Fig. 4.28 apresenta os sinais para o erro de corrente e de sua derivada. É importante salientar que esta aquisição corresponde a uma corrente baixa de saída, sendo o objetivo desta figura o de apresentar a defasagem existente entre os sinais de erro e sua derivada. A ondulação na tensão da derivada do erro é proporcional a corrente no indutor de saída.

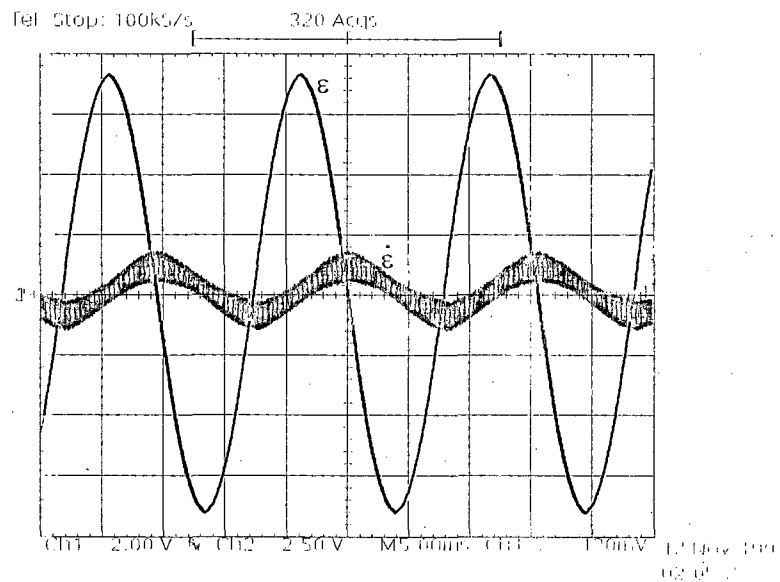


Fig. 4.28 - Sinal de erro de corrente e de sua derivada.

Os sinais apresentados na Fig. 4.28 são processados através dos amplificadores operacionais de maneira a constituir o sinal de controle $s(t)$, que é apresentado na Fig. 4.29.

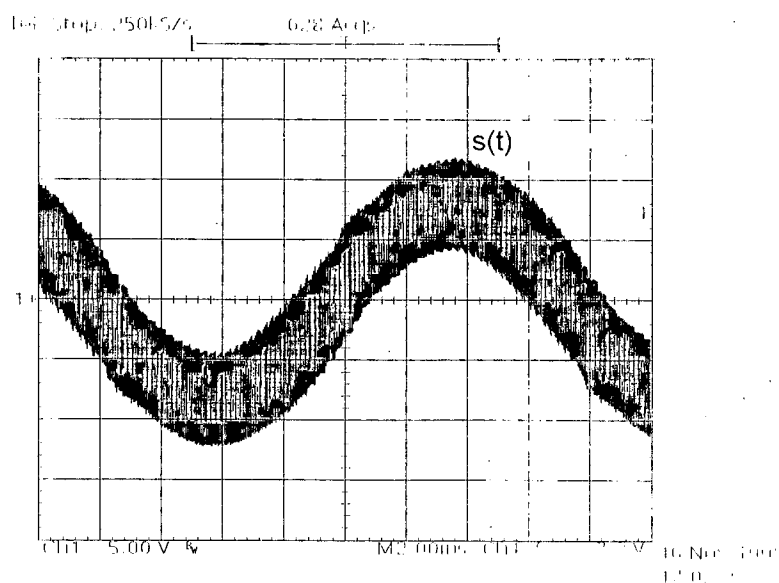


Fig. 4.29 - Sinal da função de controle $s(t)$.

O resultado obtido para a função de controle $s(t)$ é comparado ao sinal da onda triangular de frequência fixa $\delta(t)$, como é apresentado na Fig. 4.30:

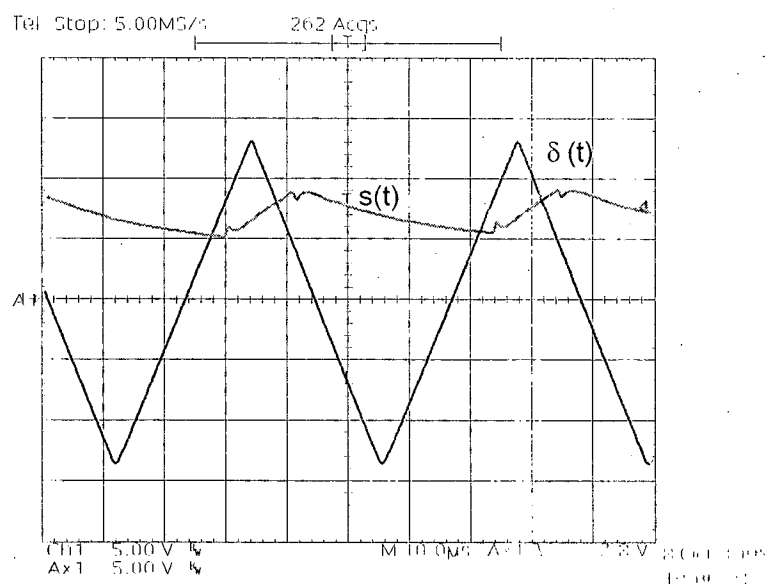


Fig. 4.30 - Onda triangular de frequência fixa $\delta(t)$ comparada ao sinal $s(t)$.

Sinais para o comando dos interruptores:

Os sinais para o acionamento dos interruptores são apresentados na Fig. 4.31 para uma razão cíclica de aproximadamente 0,5. Nesta figura podem ser visualizados os níveis de tensão de gate em 16V positivos e 7V negativos.

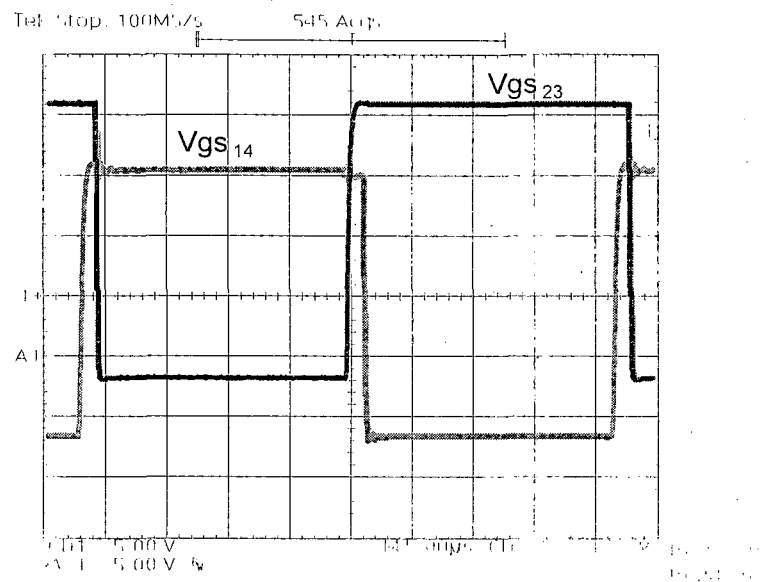
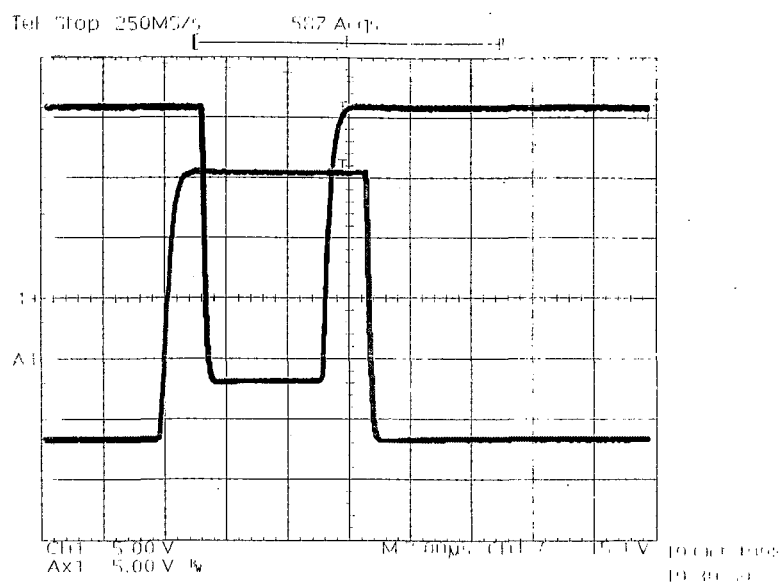


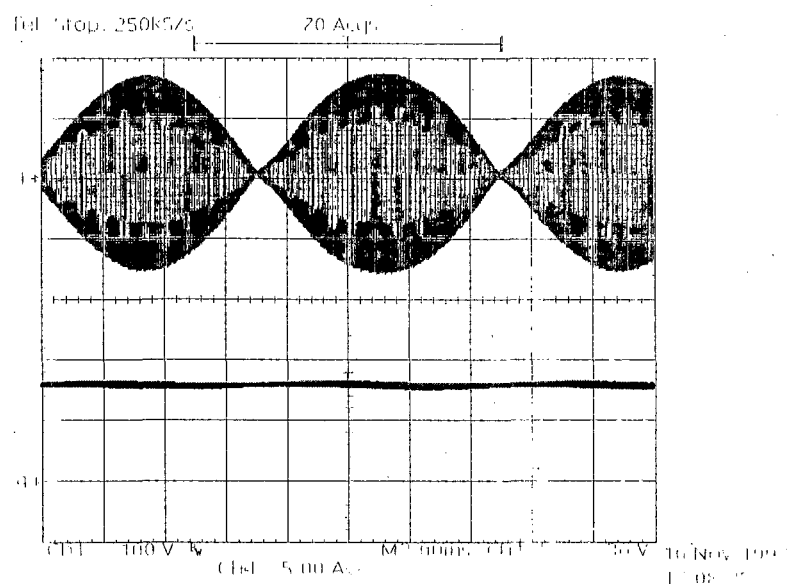
Fig. 4.31 - Comando com $D = 0,5$.

A sobreposição é apresentada na Fig. 4.32 onde verifica-se um intervalo de tempo de praticamente $1\mu\text{s}$ tanto para a entrada em condução quanto para o bloqueio. Este tempo pode ser ajustado de acordo com os parâmetros descritos no circuito de comando.



Aquisições para o circuito de Potência :

A Fig. 4.33 apresenta a Tensão V_{in} e a corrente $I_{L_{in}}$ nos terminais de entrada do inversor na frequência de saída (60 Hz) para uma tensão na carga de aproximadamente $110V_{ef}$. A tensão de entrada depende da tensão na carga, tendo o valor máximo aproximadamente igual ao valor máximo da tensão na carga.



A Fig. 4.34 apresenta a Tensão V_{in} e a corrente $I_{L_{in}}$ nos terminais de entrada do inversor para um período de comutação dos interruptores (20 kHz).

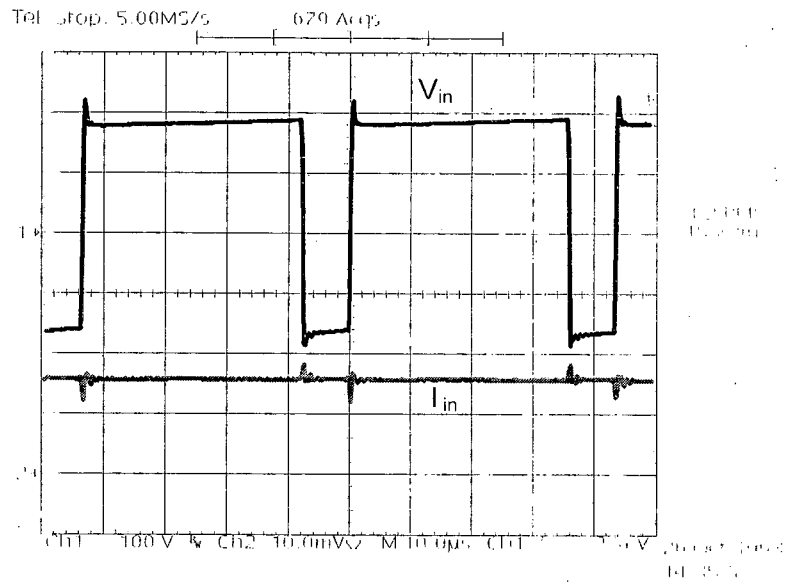


Fig. 4.34 - Tensão V_{in} (100V/Div.) e Corrente $I_{L_{in}}$ (5A/Div.).

A Fig. 4.35 apresenta a tensão no capacitor de saída V_{C_0} e a corrente no indutor de saída I_{L_0} para um período da frequência de saída (60 Hz).

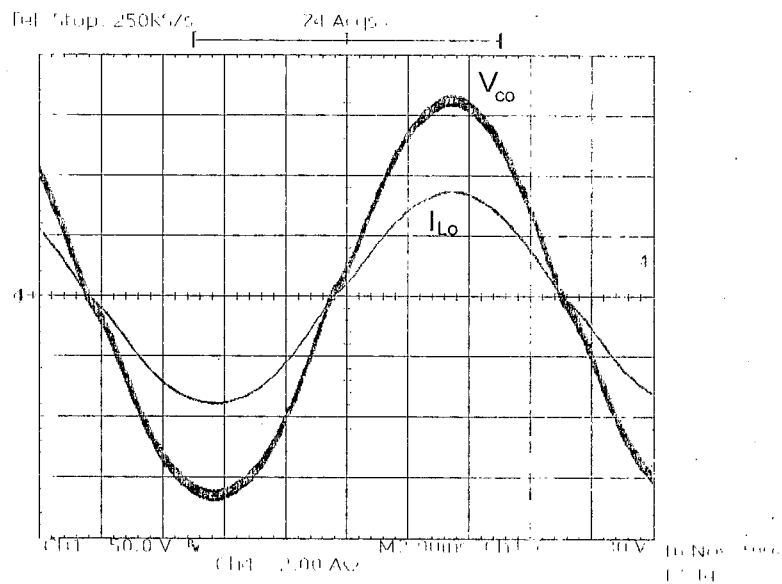


Fig. 4.35 - Tensão no capacitor V_{C_0} (100V/Div.) e Corrente no indutor I_{L_0} (2A/Div.).

A Fig. 4.36 mostra a tensão e corrente na carga R_o . Neste gráfico, observa-se uma pequena distorção no sinal de saída na passagem por zero. Esta distorção é atribuída ao tempo de sobreposição dos sinais de comando e a polaridade da tensão no capacitor, que determina o tempo de comutação dos transistores.

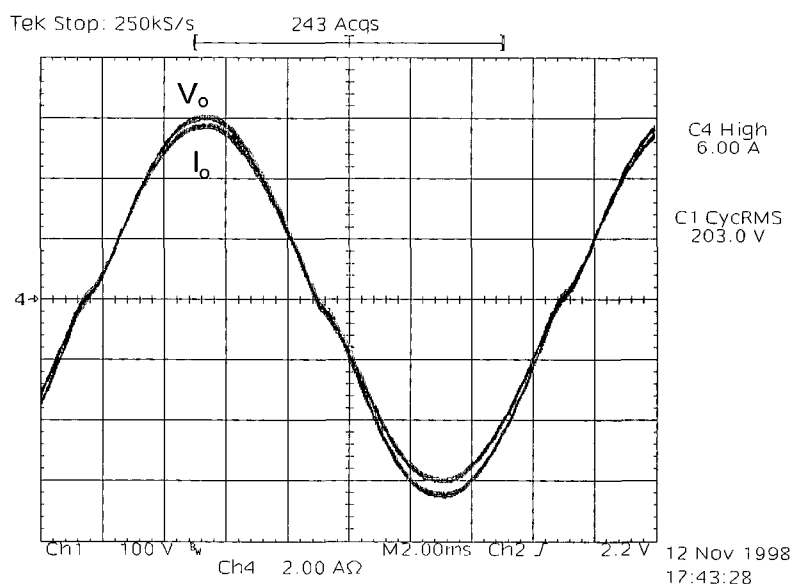


Fig. 4.36 - Tensão (100V/Div.) e Corrente na carga R (2A/Div.).

4.16. RESPOSTA PARA ONDA QUADRADA

Para verificar o comportamento do inversor com a imposição de uma referência de onda quadrada apresenta-se na Fig. 4.37 a aquisição do sinal de referência comparado com a corrente de saída. O tempo de resposta a um degrau na referência está diretamente ligado aos valores de L_o e C_o , pois estes componentes definem a evolução das trajetórias no plano de fase e por consequência determinam a dinâmica da estrutura. Esta aquisição refere-se aos

valores de L_o igual a 674 μ H e C_o de 12 μ F. O tempo de resposta ao sinal de onda quadrada é de 1,88ms.

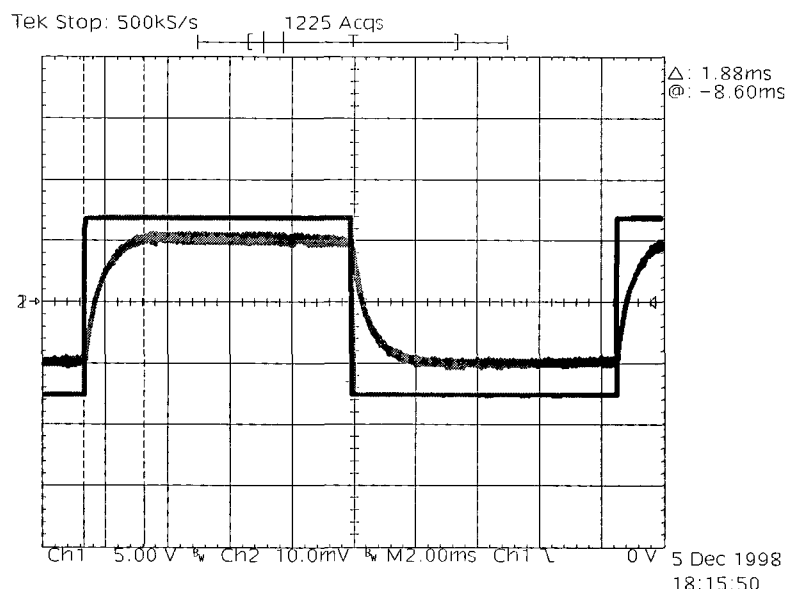


Fig. 4.37 - Tensão de Referência (5V/Div) e Corrente de Saída (2A/Div).

Para melhorar a dinâmica da estrutura é necessário aproximar o coeficiente de forma K_f ao valor menor que a unidade. Desta forma, a evolução das trajetórias propicia com a alternância da estrutura um equilíbrio em menor tempo.

4.17. RENDIMENTO DA ESTRUTURA

A estrutura do inversor de corrente tem, pela sua topologia, um rendimento não muito elevado. Isso é devido ao número de interruptores no caminho da corrente, que para o caso do inversor de corrente proposto possui sempre quatro semicondutores em série, sendo dois transistores IGBT e dois diodos. Para avaliar o rendimento da estrutura realizou-se algumas medições para diferentes níveis de

potência. O gráfico da Fig. 4.38 apresenta a curva de rendimento de acordo com a potência de saída do inversor.

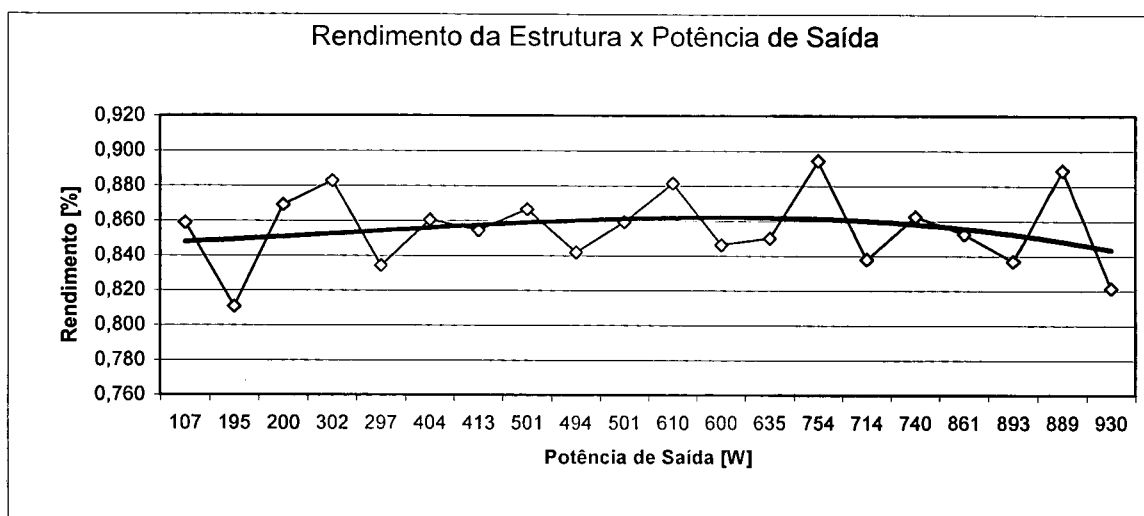


Fig. 4.38 - Rendimento da estrutura de acordo com a Potência de saída.

4.18. ANÁLISE HARMÔNICA DA ESTRUTURA

Com o objetivo de verificar a Distorção Harmônica Total da estrutura, realizou-se uma análise da forma de onda da tensão e da corrente de saída do inversor, para uma potência de aproximadamente 650 Watts. Para isso utilizou-se o software WaveStar versão 1.1.2 da Tektronics.

A tabela 4.1 apresenta os resultados das distorções harmônicas individuais para a tensão e a corrente.

Tabela 4.1: Amplitudes harmônicas individuais.

	Freq.	Corrente RMS	% Corrente Fundamental	Valor da Norma IEC555-2
Fundamental	58.4 Hz	3.66 A	100.00%	16A
Harmônica 3	175 Hz	41.3 mA	1.13%	1.08A
Harmônica 5	292 Hz	24 mA	0.66%	600mA
Harmônica 7	409 Hz	33.2 mA	0.91%	450mA
Harmônica 9	525 Hz	22 mA	0.60%	300mA
Harmônica 11	642 Hz	15.7 mA	0.43%	180mA
Harmônica 13	759 Hz	11.1 mA	0.30%	152mA
Harmônica 15	876 Hz	3.96 mA	0.11%	132mA
Harmônica 17	992 Hz	6.51 mA	0.18%	116mA
Harmônica 19	1.11 kHz	4.03 mA	0.11%	104mA
Harmônica 21	1.23 kHz	1.24 mA	0.03%	94mA

	Total	Instantânea	Reativa	THD	Fator de Potência	Fator de deslocamento
Potência	647 [W]	635 VA	0.0 VAR		1.02	-2.12 Graus
Tensão	173 [V]			2.79%		
Corrente	3.67 [A]			2.14%		

Os resultados apresentados na tabela 4.1 demonstram que as harmônicas individuais possuem níveis bem inferiores aos sugeridos pela norma IEC555-2. A THD para a tensão é de 2,79% e a THD da corrente é de 2,14%.

O espectro harmônico desta análise é apresentado na Fig. 4.39:

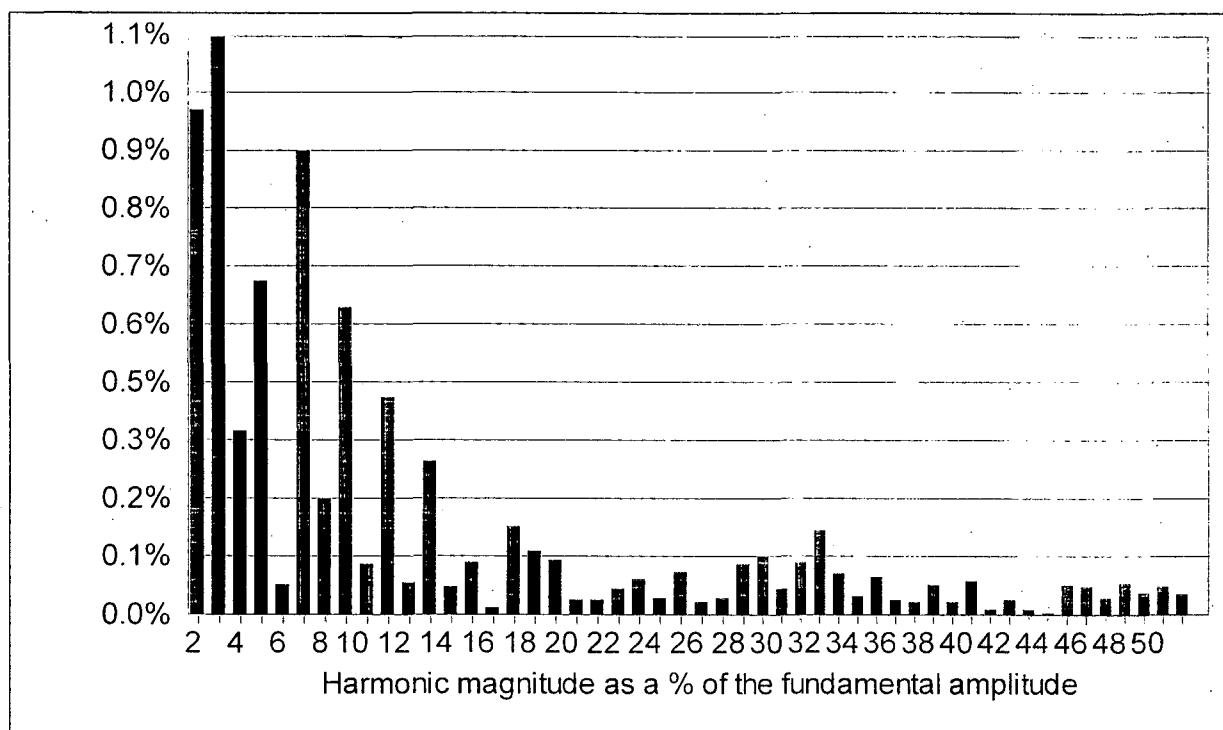


Fig. 4.39 - Espectro harmônico resultante da análise.

No gráfico apresentado na Fig. 4.39 verifica-se a existência de componentes harmônicas pares, o que é devido a não simetria da tensão de referência (off-set do gerador senoidal).

4.19. CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se os procedimentos para a implementação do inversor de corrente com controle por modo deslizante.

Apresentou-se, de maneira detalhada, todos os passos para a construção do protótipo.

Com os resultados obtidos constatou-se que o inversor teve um ótimo desempenho para as características que foi projetado.

A Taxa de distorção da tensão e da corrente de saída apresentou um resultado excelente de acordo com os valores estabelecidos na norma IEC.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho apresentou-se o estudo de um inversor monofásico de corrente utilizando a técnica de controle por modo deslizante baseados em sistema com estrutura variável.

Esta técnica apresenta a vantagem de melhorar a dinâmica da estrutura em relação aos métodos de controle lineares, pois apresenta a observação do sinal de saída instantaneamente, ou seja, comparada no período da frequência de comutação.

No controle por modo deslizante, a resposta à perturbações está intimamente ligada a evolução das trajetórias de estado no plano de fase. Esta evolução das trajetórias dependem do coeficiente de forma K_f , que é determinado pelos parâmetros L_o e C_o da estrutura. Deste modo, variando estes parâmetros, pode-se modificar a dinâmica da estrutura. O aumento do valor de L_o e a diminuição do capacitor C_o melhoram a dinâmica da estrutura, porém, o valor mínimo do capacitor C_o deve ser respeitado, para garantir a estabilidade do sistema.

Desta forma, pode-se escolher um K_f para determinar a evolução das trajetórias que melhor se adapte a aplicação, variando de acordo com a dinâmica requerida.

Com a análise teórica, descrevendo as características do inversor, foi apresentada uma metodologia de projeto objetiva para o dimensionamento dos principais componentes da estrutura. Com esta metodologia foi realizado um exemplo de projeto com o qual foram executadas simulações e posteriormente a implementação prática.

A modelagem para a simulação do inversor com o controle proposto através do simulador de circuitos Pspice apresentou resultados excelentes, o que sugeriu que a técnica empregada poderia ser implementada com sucesso na prática.

Os resultados experimentais obtidos através do protótipo demonstraram a eficiência do controle, comprovando a análise teórica e os resultados de simulação.

Dependendo do tipo de aplicação e da forma da corrente que se exija na saída o inversor é bastante adequado pela característica de adaptar-se a diversas formas de onda com uma boa dinâmica.

A estrutura do inversor de corrente apresenta a vantagem de limitar a corrente sem prejuízo para o sistema, ou seja, a saturação do sinal de controle não leva o sistema a instabilidade. O nível de saturação do sinal $s(t)$ determina a variação da inclinação da superfície de controle. Isso indica que mesmo ocorrendo grandes distúrbios nos sinais do controlador, este tende a procurar uma trajetória adequada para levar o sistema à estabilidade.

Como sugestão a futuras pesquisas relacionadas ao controle por modo deslizante baseados em estruturas variáveis em inversores de corrente alguns tópicos poderiam ser melhor explorados:

- Enfoque à variação da frequência de saída.
- Emprego do inversor de corrente com controle por modo deslizante na correção do fator de potência funcionando com filtro ativo em frequência determinada.
- O emprego da estrutura estudada pode ser facilmente implementada para prover uma potência para a rede a partir de fontes alternativas de energia

com a vantagem da simplicidade eficiência e robustez da estrutura do inversor de corrente.

ANEXO

1. ARQUIVO DE SIMULAÇÃO UTILIZADO NO SIMULADOR DE CIRCUITOS PSPICE VERSÃO 4.05 PARA REFERÊNCIA SENOIDAL

*Inversor de corrente com controle por modo deslizante

*corrente de entrada

lin 0 1 10.4A

S1 1 1a 8a 0 interruptor

S2 2 2a 9a 0 interruptor

S3 1 1b 9a 0 interruptor

S4 3 3a 8a 0 interruptor

*Circuito para tempo morto

R1 8 8a 0.1k

C1 8a 0 5p

R2 9 9a 0.1k

C2 9a 0 5p

*Diodos

D1 1a 2 Diodo

D2 2a 0 Diodo

D3 1b 3 Diodo

D4 3a 0 Diodo

*

L 2 4 1m

C 2 3 40u

R 5 3 48.4

*Sinais de controle

EC 20 0 4 2 0.1

RE 20 0 1k

VC 5 4 0

HC 21 0 VC 1

RC 21 0 1k

*Sinais de referencia

Vref 22 0 SIN(0 3.0 60 0 0 90)

Rref 22 0 1k

Vder 24 0 SIN(0 10.6 60 0 0 0)

Rder 24 0 1k

*Circuito de controle

Vp 10 0 12

Vn 0 11 12

X30 30 32 10 11 34 36 38 LM301A

C30 36 38 3p

R30 22 30 10k

R32 20 32 10k

R34 32 34 10k

R36 30 0 10k

X31 31 33 10 11 35 37 39 LM301A

C31 37 39 3p

R31 21 31 10k

R33 24 33 10k

R35 33 35 10k

R37 31 0 10k

X40 40 42 10 11 44 46 48 LM301A

C40 46 48 3p

R40 35 40 10k

R42 34 42 10k

R44 42 44 20k

R46 40 0 20k

X50 44 50 10 11 52 0 LM311

R52 10 52 500

Vs 50 0 PULSE(-13.5 13.5 0 25.0u 25.0u 0.01u 50.01u)

Rs 50 0 500

*Sinais de comando

Vg 100 0 15

X60 52 60 10 11 8 0 LM311

R60 10 60 1k

X61 60 52 10 11 9 0 LM311

R61 60 0 1k

R8 100 8 500

R9 100 9 500

*Variaveis de simulacao

```
.OPTIONS ITL4=60 ITL5=0 ABSTOL=1.0u
.tran 20.000u .034 0 1u uic ; *ipsp*
.probe V(2,3) V(24) V(21) I(L) V(34) V(35) V(44) I(lin) V(9a) V(8a) V(5,3)
V(22) V(50) V(2,4) V(20) V(52) I(R)
.model interruptor vswitch (ron=.001 roff=1e6 von=4 voff=2)
.model Diodo d(rs=0.01 vj=0.1)
.lib
.end
```

2. PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

A seguir são apresentados sugestões para o Lay-out das placas de circuito impresso utilizadas na implementação do protótipo. Nestas pode-se ter uma idéia da configuração e tamanho físico dos componentes, sendo de grande utilidade para a interpretação das ligações quando da localização de pontos para aquisição de sinais.

2.1. DEFASAGEM DAS REFERÊNCIAS

É apresentado na Fig. 2.1 uma sugestão para o lay-out dos componentes e para as ligações, visto pelo topo.

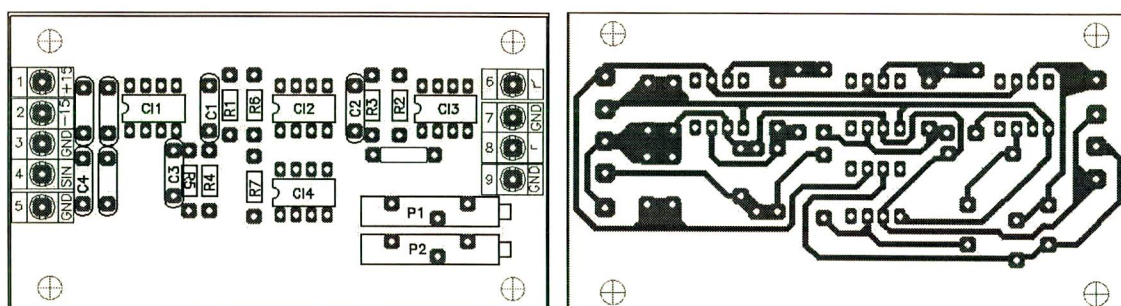


Fig. 2.1 - Lay-out dos componentes e ligações da placa de referências.

Lista dos componentes para a implementação deste circuito:

Quant.	Tipo	Valor
1	Resistor 1/8W	1k5
3	Resistor 1/8W	5k6
1	Resistor 1/8W	6k8
2	Resistor 1/8W	10k
4	Amp. Operacional	LM 741
1	Cap. Poliéster	100nF
2	Cap. Poliéster	470nF
9	KRE1	
2	Pot. Precisão	50k

2.2. SENSORES

A Fig. 2.2 apresenta uma sugestão para o Lay-out dos componentes e das ligações da placa para a amostragem dos sinais c e \dot{c} .

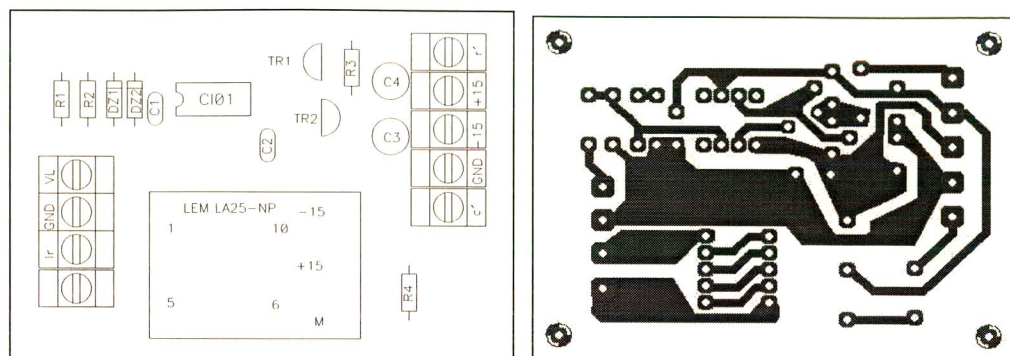


Fig. 2.2 - Lay-out da placa de sensores.

Lista de componentes:

Quant.	Tipo	Valor
1	Amp. Operacional	LF411
1	Conector KRE	4 pinos
1	Conector KRE	5 pinos
2	Cap Eletrolitico	47uF/25V
2	Cap. Disco	100nF
2	Diodo Zenner	12V
1	Resistor	10k - 1/8W
1	Resistor	100 - 1/8W
1	Resistor	100k - 1/8W
1	Resistor	560 - 1/8W
1	Transistor	BC 327
1	Transistor	BC 337

2.3. CIRCUITO DE CONTROLE

Na Fig. 2.3 é apresentada uma sugestão para o lay-out dos componentes. As Fig. 2.4 e 2.5 sugerem o lay-out da placa, visto pelo topo, para as ligações dos lados dos componentes e lado de solda respectivamente.

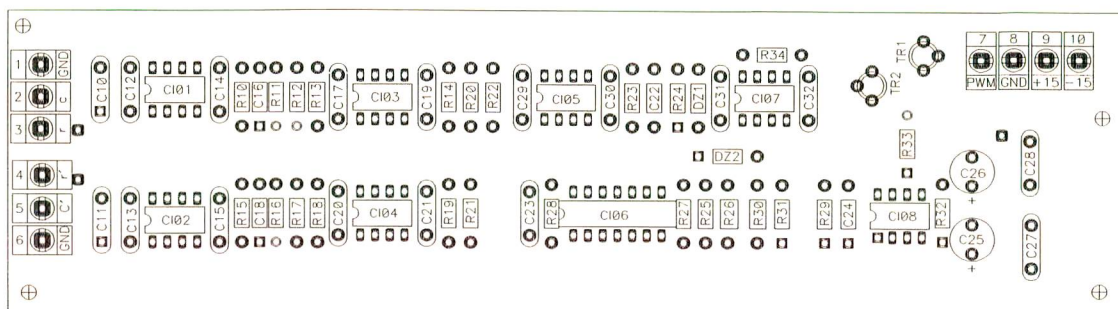


Fig. 2.3 - Lay-out dos componentes na placa de controle.

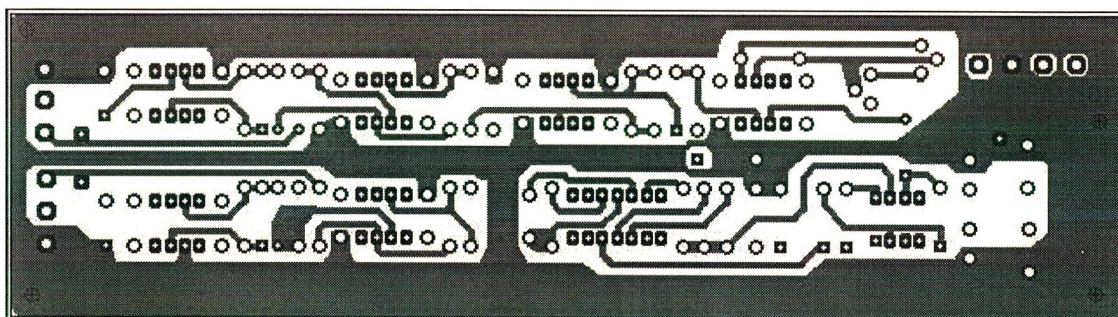


Fig. 2.4 - Lay-out das ligações da placa de controle - lado dos componentes (visto pelo topo).

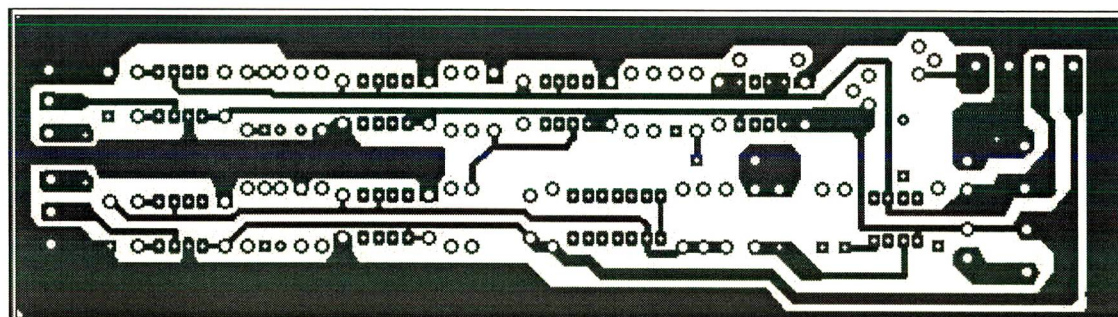


Fig. 2.5 - Lay-out das ligações da placa - lado da solda (visto pelo topo)

Lista de componentes para a placa de controle:

Quant.	Tipo	Valor
1	2N2222A	
1	2N2907A	
1	8038	
1	Cap. Disco	1,6nF
3	Cap. Disco	10pF
13	Cap. Disco	100nF
2	Cap. Eletrolit.	220uF
4	Cap. Poliester	100nF
2	Diodo Zenner	11V
10	KRE1	
3	LF 411	
3	LM 301	
1	LM 311	
1	Resistor 1/4W	560
18	Resistor 1/8W	10k
2	Resistor 1/8W	27k
2	Resistor 1/8W	33k
1	Resistor 1/8W	270
1	Resistor 1/8W	560

2.4. CIRCUITO DE COMANDO

A seguir, na Fig. 2.6, é apresentado uma sugestão para o lay-out dos componentes e para as ligações (lado da solda) da placa de comando dos 4 interruptores isolados.

•

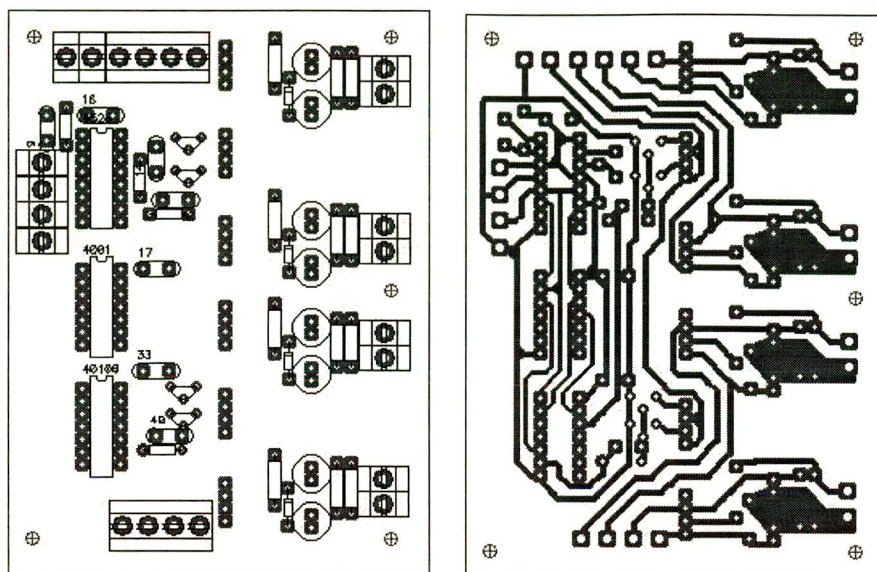


Fig. 2.6 - Lay-out dos componentes e das ligações da placa de comando.

Lista de material para o circuito de comando:

Quant.	Tipo	Valor
4	Cap. Disco	100nF
2	Cap. Disco	1,5nF
1	CI4001 Quad 2-Input Nor Buffered	
1	CI40106 Hex Schmitt Trigger	
1	CI4528 Dual Monostable Multivibrador	
2	Resistor 1/8 W	Rx
2	Cap. Poliéster	Cx
2	CI M57924L Fotoacoplador integrado	
4	Diodo Zenner	7,5V/1W
4	Diodo Zenner	10V/0,5W
4	Diodo Zenner	18V/0,5W
22	Conectores KRE1	
4	Res. 1/4W	1k5
4	Res. 1/4W	27
4	Res. 1/4W	2k7
8	Cap. Eletrolítico	47uF
2	Res. 1/8W	15k
4	Trans. de Sinal	BC546

2.5. CIRCUITO DE POTÊNCIA

A configuração dos semicondutores de potência deve ser de maneira que permita o menor caminho para as correntes, devida à indutância intrínseca nos condutores que provoca sobre tensões e picos de corrente nos interruptores. A Fig. 2.7 apresenta a disposição dos semicondutores e as ligações para a carga, o capacitor e o indutor de saída.

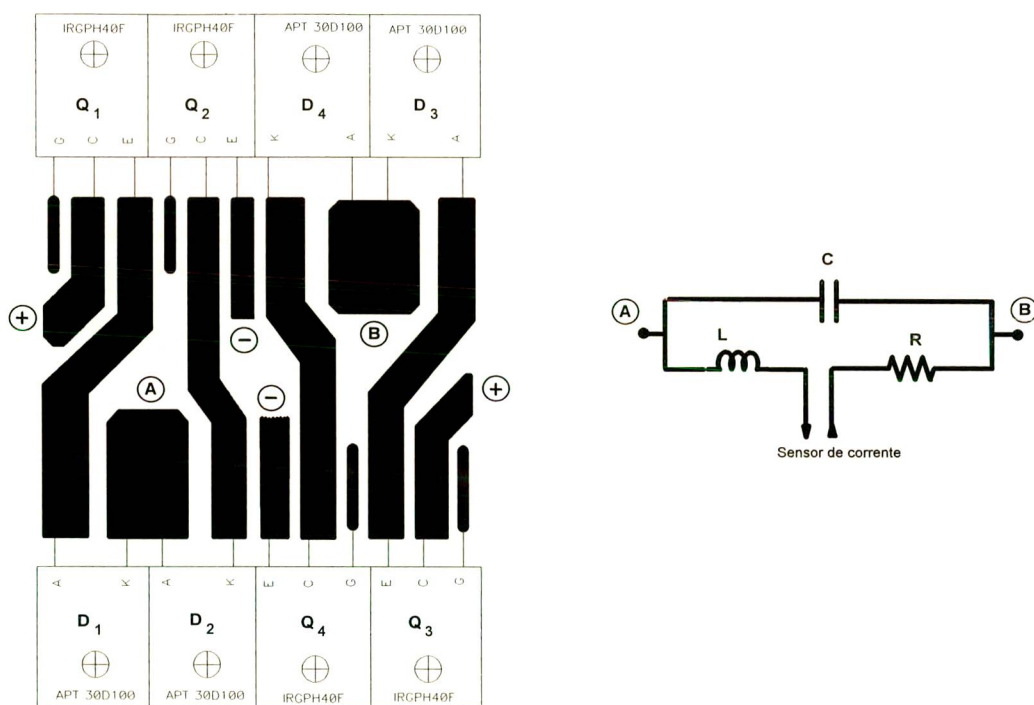


Fig. 2.7 - Lay-out dos semicondutores de potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PASTORELLO Filho, W. M. - "*Controle por modo deslizante aplicado a inversores de tensão*", dissertação de mestrado, UFSC- Dezembro/95.
- [2] PASTORELLO Filho, W. M. e PERIN, A. J. "*O controle por modo deslizante adaptado para inversores de tensão*". II Seminário de Eletrônica de Potência – SEP'95 – pgs. 141-148.
- [3] VADIM I. UTKIM. "*Survey Paper: Variable Structure Systems with Sliding Modes*" – IEEE – Transaction on Automatic Control – vol AC-22 – nº 2 – April 1977 – pp 212-222.
- [4] DeCARLO, R. A. e outros – "*Variable Structure Control Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial*" - IEEE Proceedings vol. 76 no. 3 - March 1988 - pp. 212-232.
- [5] CASTRUCCI & CURTI. "*Sistemas Não Lineares*". Vol 2 – São Paulo – Editora Edgard Blücher – 1981.
- [6] S. V. EMELYANOV – "*Binary Automatic Control System*" - MIR Publishers - Moscow 1987.
- [7] ZMOOD, D. N and HOLMES, D.G. – "*A generalised approach to the modulation of current source inverters*" – IEEE PESC'98, pp. 739 a 745.
- [8] RYAN, Michael J.; BRUMSICKLE, William E. and LORENZ, Robert D. "*Control topology options for single-phase UPS inverters*" – IEEE – Transaction on Industry Applications – vol 33 – nº 2 – March/April 1997 – pp. 493-500.
- [9] JOHNSON, C. D. "*Control Theory Research Group*". Página eletrônica - <http://eb-p5.eb.uah.edu/ece/research/control/>

- [10] SILVEIRA, James. *“Inversor de Corrente monofásico com comutação ZCS utilizando Modulação PWM Otimizada”* – Dissertação de Mestrado, UFSC - 1993.
- [11] PERIN, Arnaldo J. *“Curso Modulação PWM”* – INEP – 1995 - Apostila de circulação interna.
- [12] BASCOPE, Rene T. e PERIN, Arnaldo J. *“O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência”*. Porto Alegre, Editora Sagra Luzzatto - 1997
- [13] FRANK G. SPREADBURY. *“Electronic Inverters”* – Constable and Company Ltd. – London, 1967.
- [14] D’AZZO, John J. & HOUPIS, Constantine H. *“Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares”*. Rio de Janeiro – Editora Guanabara – 1988.
- [15] NATIONAL SEMICONDUCTOR. *Data sheet – LF411*.
- [16] NATIONAL SEMICONDUCTOR. *Data sheet – CD4528/BC*.
- [17] NATIONAL SEMICONDUCTOR. *Data sheet – 40106/BC*.
- [18] POWEREX/MITSUBISHI. *Data sheet – M57924L*.
- [19] RS COMPONENTS. *Data sheet – LA25-NP*.
- [20] ADVANCED POWER TECHNOLOGY . *Data sheet – APT30-D100*.
- [21] TEXAS INSTRUMENTS. *Data sheet – LF351*.
- [22] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Data sheet – IRGPH40F*.
- [23] MOTOROLA – *Data book – Small-Signal*
- [24] HARRIS. *Application Note. ICL 8038 - march 1993 - p 7-123*.
- [25] TORRI, Paulo J. - *“Inversor de corrente a transistores com modulação PWM e sua aplicação em fontes ininterruptas de energia”*, dissertação de mestrado, UFSC- Dezembro/86.