

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

CONTROLE POR MODO DESLIZANTE
APLICADO EM INVERSORES DE TENSÃO

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

WAIL METZKER PASTORELLO FILHO

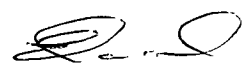
FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1.995

**CONTROLE POR MODO DESLIZANTE
APLICADO EM INVERSORES DE TENSÃO**

WAIL METZKER PASTORELLO FILHO

**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO
DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA,
ESPECIALIDADE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, E APROVADA EM
SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**

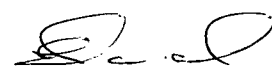

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador


Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA


Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.


Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.


Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

SUMÁRIO

RESUMO	i
ABSTRACT	ii
SIMBOLOGIA	iii
INTRODUÇÃO GERAL	vi

CAPÍTULO 1 - TEORIA BÁSICA GERAL

1.1 - INTRODUÇÃO	01
1.2 - FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR	02
1.3 - ANÁLISE DAS ESTRUTURAS DO CONVERSOR.....	05
1.4 - ANÁLISE DAS TRAJETÓRIAS DE ESTADO	09
1.5 - CARACTERIZAÇÃO DO ERRO.....	16
1.6 - ANÁLISE DA FUNÇÃO DE CONTROLE.....	19
1.7 - CARACTERIZAÇÃO DA SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO	22
1.8 - CONCLUSÃO	27

CAPÍTULO 2 - IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE

2.1 - INTRODUÇÃO	28
2.2 - OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA VARIÁVEL.....	29
2.2.1 - LAÇO DE HISTERESE CONSTANTE	29
2.2.2 - LAÇO DE HISTERESE PROPORCIONAL	30
2.3 - OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA FIXA.....	31
2.4 - SIMULAÇÕES DAS IMPLEMENTAÇÕES.....	33
2.4.1 - SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA VARIÁVEL.....	35
2.4.1.1 - HISTERESE CONSTANTE E RESPOSTA AO DEGRAU	37
2.4.1.2 - HISTERESE CONSTANTE E RESPOSTA SENOIDAL.....	38
2.4.1.3 - HISTERESE PROPORCIONAL E RESPOSTA AO DEGRAU	40
2.4.2 - SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA FIXA.....	42
2.4.2.1 - RESPOSTA AO DEGRAU	43
2.4.2.2 - RESPOSTA SENOIDAL	44
2.5 - CONCLUSÃO	47

CAPÍTULO 3 - ANÁLISE DA IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE EM FREQUÊNCIA FIXA

3.1 - INTRODUÇÃO	48
3.2 - CONSIDERAÇÕES GERAIS	49
3.3 - ANÁLISE DA ESTRUTURA DE CONTROLE.....	50
3.4 - CONCLUSÕES.....	56

CAPÍTULO 4 - METODOLOGIA DE PROJETO E SIMULAÇÃO

4.1 - INTRODUÇÃO	57
4.2 - DETERMINAÇÃO DOS GANHOS	57
4.3 - FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO.....	59
4.4 - DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR.....	61
4.5 - DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR.....	63
4.6 - DEFINIÇÃO DA INCLINAÇÃO DA SUPERFÍCIE DE CONTROLE.....	65
4.7 - EXEMPLO DE PROJETO	67
4.7.1 - ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO	68
4.7.2 - DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR	68
4.7.3 - DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR	69
4.7.4 - CARACTERIZAÇÃO DA SUPERFÍCIE DE CONTROLE.....	70
4.7.5 - LIMITAÇÃO DE GANHO NO RAMO DE CORRENTE.....	70
4.7.6 - DEFINIÇÃO DOS GANHOS DA ESTRUTURA.....	71
4.8 - SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	72
4.9 - CONCLUSÕES.....	77

CAPÍTULO 5 - IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS PRÁTICOS

5.1 - INTRODUÇÃO	78
5.2 - PONTE DE INTERRUPTORES	79
5.3 - TRANSDUTORES	80
5.4 - REFERENCIAS DE SINAL.....	81
5.5 - CIRCUITO DE CONTROLE	82
5.6 - CIRCUITO DE COMANDO	83
5.7 - FONTES AUXILIARES.....	86
5.8 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
CONCLUSÃO GERAL	94
REFERÊNCIAS	95
ANEXO A - LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.1.1	96
ANEXO B - LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.1.2	99
ANEXO C - LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.1.3	102
ANEXO D - LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.2.1	105
ANEXO E - LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.2.2	108
ANEXO F - LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO MODELO EXPERIMENTAL	111

RESUMO

Este trabalho apresenta um enfoque de análise para a topologia Inversora de Tensão, aplicando-se à Eletrônica de Potência conceitos fundamentados na Engenharia de Controle. O estudo está baseado nos sistemas à Estrutura Variável e busca o Controle por Modo Deslizante (“Sliding Mode Control” - SMC). A análise é aplicada às trajetórias de estado no plano de fase e compõe 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.

É apresentada uma visão completa do estudo propriamente dito e a implementação de diferentes controladores, propostos através de simulação de modelos experimentais. Orientando um estudo dirigido para elaboração de critérios de projeto é montado o protótipo de um conversor DC-AC. Os resultados experimentais são obtidos a partir da aplicação de carga não-linear e em cujos resultados baseiam-se as conclusões.

Comprova-se a facilidade de análise da estrutura e o desempenho da operação com o tipo de carga empregado.

ABSTRACT

This work presents a Control Engineering technique applied to Power Electronics topology. The Sliding Mode Control is characterized on the Phase Plane through the Variable Structure System analysis. Furthermore, the resulting two new planes, the Converter Operating Plane and the Error Plane, are associated to compose a predictive approach. Finally, the Control Strategy is implemented by the control law applied on the Error Plane.

A prototype is implemented for a controller performance evaluation and data acquisition is obtained with a non-linear load.

The harmonic distortion is minimized by the dynamic topology optimization and the sinusoidal output signal presents less than 3% Total Harmonic Distortion.

SIMBOLOGIA

c	Sinal controlado (tensão de saída do conversor)
\dot{c}	Derivada do sinal controlado (corrente no capacitor)
C	Capacitor da estrutura de potência do conversor
d	Razão cíclica
D	Dinâmica do conversor
e	Erro residual em tensão
f_{ch}	freqüência de comutação dos interruptores
FFSR	Flip-flop tipo SR
G_I	Ganho de corrente
G_{IR}	Ganho de referencia de corrente
G_S	Ganho da função de controle
G_V	Ganho de tensão
G_{VR}	Ganho da referência de tensão
h	Função de transferencia do conversor no domínio do tempo
H	Função de transferencia do conversor no domínio complexo
i_C	Corrente instantânea no capacitor C
i_L	Corrente instantânea no indutor L
i_Z	Corrente instantânea na carga Z
k	Erro residual em corrente
K_f	Coefficiente de forma

L	Indutor da estrutura de potência do conversor
m	Função domínio da excitação
Q_C	Potência reativa do capacitor C
r	Referencia instantânea de sinal do conversor
\dot{r}	Derivada da referência instantânea de sinal do conversor
s	Função de controle
t	Tempo
T_{ch}	Período relativo a frequência de comutação
u	Função excitação instantânea do conversor
U	Excitação constante do conversor
v_C	Tensão instantânea no capacitor C
v_i	Tensão instantânea na entrada do inversor
v_o	Tensão instantânea na saída do conversor
v_Z	Tensão instantânea na carga Z
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
α_1	Ganho do sinal da derivada de erro do controlador
α_2	Ganho do sinal de erro do controlador
α_{CRI}	Angulo crítico inferior
α_{CRS}	Angulo crítico superior
β	Declividade de trajetória no plano de fase
δ	Função de temporização para operação em frequência fixa

Δ	Varição de sinal
ε	Erro instantâneo de sinal para o conversor
$\dot{\varepsilon}$	Derivada do erro instantâneo de sinal para o conversor
ϕ_r	Angulo de fase do sinal de referencia
$\dot{\phi}_r$	Angulo de fase do sinal da derivada da referencia
ϕ_S	Angulo de fase do sinal de controle
φ	Sinal algébrico da função excitação
Γ	Argumento da formulação de Bascara
ω_o	Frequência de ressonância natural do par LC
ξ	Coefficiente de amortecimento do circuito ressonante

INTRODUÇÃO GERAL

As topologias emergentes em Eletrônica de Potência e que fundamentalmente caracterizam Sistemas a Estruturas Variáveis, apresentam uma combinação de etapas de funcionamento associadas a particulares ordens sistêmicas, cuja complexidade crescente exige cada vez mais o uso de controles complexos.

Neste trabalho procura-se apresentar o Controle Moderno não simplesmente como um elemento para preencher as exigências da Eletrônica de Potência, mas sim como uma importante fonte conceitual de análise cujos preceitos permitam ampliar horizontes numa visão bem particular do que realmente seja a Eletrônica de Potência.

Com esta perspectiva muitas topologias consolidadas podem ser reavaliadas e novas topologias podem ser melhor estabelecidas a partir de novos critérios para dimensionamento dos seus componentes. Elementos reativos, como indutores e capacitores associados, são analisados de uma forma mais elaborada do que simplesmente como elementos componentes de filtros, assumindo papel integrante no contexto geral da topologia, passando a caracterizar elementos determinantes de estados.

A partir da fixação desta proposta de análise, verifica-se a robustez do seu controle, derivado da simplicidade de elaboração e operação. Tudo isso baseado em resultados de simulação numérica dos modelos mais complexos e próximos dos componentes reais, além de verificação de toda a análise em um modelo experimental prático.

CAPÍTULO 1

TEORIA BÁSICA GERAL

1.1. INTRODUÇÃO

A análise de estruturas que dão tratamento à energia elétrica através do chaveamento de potências elevadas amplia seus horizontes através do controle, quando fundamentada no estudo das estruturas variáveis com controle por modo deslizante.

À luz da proposta inicial formulada por Emelyanov[1], e referenciando seu principal colaborador [2], é apresentado neste trabalho o enfoque da análise do controle de estrutura variável aplicado a um inversor de tensão.

Embora não se caracterize o modo deslizante exatamente como o descrito por Utkin [2] seu conceito sobre o deslizamento é fundamental para a elaboração e determinação do controle mais adaptado a esta estrutura.

Fundamentado na análise das trajetórias de estado representadas através do diagrama de fase, os sistemas de segunda ordem, em particular, possibilitam a aplicação deste instrumento de real importância na elaboração de critérios para projeto.

Com isso tudo, o enfoque que passa a ser dado ao conversor visualiza elementos reativos tais como indutores e capacitores não mais como partes componentes de filtros ou aproximações de fontes, mas sim como elementos fundamentais da estrutura intimamente relacionados com o seu funcionamento.

Além disso, o conceito de estrutura variável é estendido além das fronteiras do chaveamento da entrada para mudanças nas próprias características da carga. Assim, a estrutura varia dinamicamente com a variação da mesma, correspondendo a uma variação dinâmica das direções e velocidades das trajetórias no plano de fase.

A partir da unicidade entre uma estrutura e a descrição de sua evolução no plano de fase, pode o controle, através da observação de um único elemento, avaliar o seu desempenho como um todo e atuar diretamente na mesma.

As técnicas aplicadas ao controle da estrutura ganham, com a descrição anterior, o mérito de uma análise mais detalhada a respeito do assunto e que será tratada com maiores detalhes na seqüência do trabalho.

1.2. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR

Considerando a topologia básica do inversor monofásico de tensão através da ponte de interruptores representada na Fig. 1.1 tem-se:

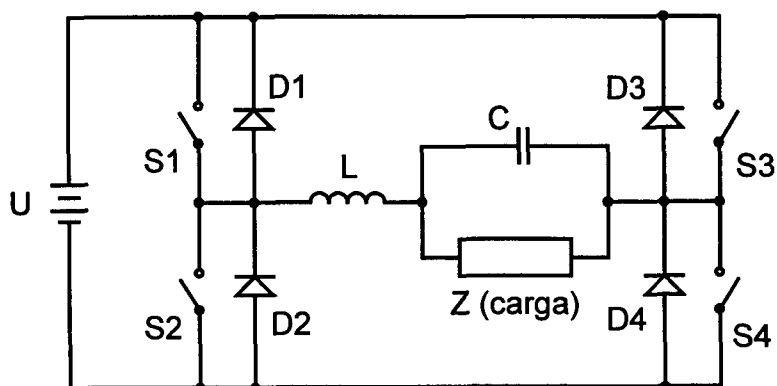


Fig. 1.1 - Topologia básica do inversor.

O primeiro passo para o estudo do conversor e análise de seu controle consiste na determinação da função de transferência aplicada ao modelo e a sua relação com a variação das estruturas do sistema.

Na determinação da função de transferência é considerada a relação entre a entrada e a saída, independentemente da função excitação. Como resultado obtém-se a descrição do modelo através de uma expressão diferencial e a sua correspondência no domínio complexo (domínio s).

Redistribuindo-se os elementos da topologia básica proposta na Fig. 1.1 obtém-se na representação da Fig. 1.2 uma forma mais adaptada à análise do modelo e, conseqüentemente, mais adaptada ao seu equacionamento.

Assim :

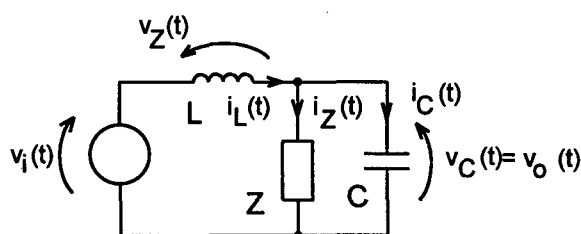


Fig. 1.2 - Topologia adaptada.

Aplicando-se a teoria de circuitos elétricos pode-se desenvolver :

$$\begin{cases} i_L(t) = i_C(t) + i_Z(t) \\ v_i(t) = v_L(t) + v_C(t) \end{cases}$$

$$i_C(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt}$$

$$i_Z(t) = \frac{v_C(t)}{Z}$$

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$\frac{d^2 v_C(t)}{dt^2} + \frac{1}{Z \cdot C} \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{1}{L \cdot C} \cdot v_C(t) = \frac{1}{L \cdot C} v_i(t) \quad (01)$$

considerando :

$$v_o(t) = v_C(t) = c \quad ; \quad v_i(t) = m \quad ; \quad \frac{1}{Z \cdot C} = \xi \quad ; \quad \frac{1}{L \cdot C} = \omega_o^2$$

$$\ddot{c} + \xi \cdot \dot{c} + \omega_o^2 \cdot c = \omega_o^2 \cdot m \quad (02)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = H(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + \xi \cdot s + \omega_o^2} \quad (03)$$

A Eq. (02) representa a lei diferencial da estrutura e a Eq. (03) representa a função de transferência no domínio complexo (s).

É importante observar que, para esta determinação, os efeitos reativos associados a impedância representativa da carga Z são caracterizados como puramente resistivos, haja visto que as frequências de operação do conversor e a frequência de ressonância natural do par LC devem estar situadas bem acima da frequência predominante na mesma impedância.

A partir desta determinação, e como mencionado anteriormente, deixa-se de considerar os elementos reativos como parte integrante do filtro de saída para considerá-los como parte integrante da própria estrutura do conversor.

1.3. ANÁLISE DAS ESTRUTURAS DO CONVERSOR

Estando a função de transferência consolidada, introduz-se a análise pela representação da evolução das trajetórias no plano de fase determinando-se as possíveis estruturas para o sistema.

Partindo da composição em blocos representada na Fig. 1.3 e dando ênfase ao enfoque de análise em Engenharia de Controle, associa-se à função de transferência à função excitação, de maneira a definir as diferentes estruturas através de seu equacionamento.

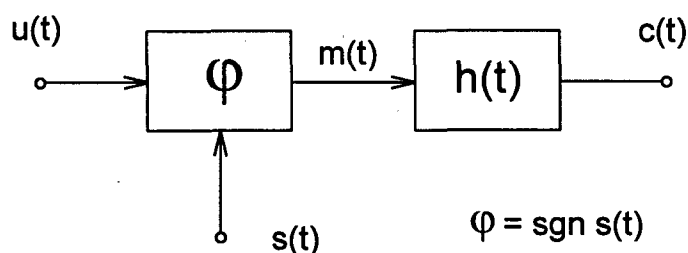


Fig. 1.3 - Diagrama de blocos do conversor.

$$m(t) = \varphi \cdot u(t) \quad (4)$$

$$c(t) = m(t) * h(t) \quad ; \quad u(t) = U$$

$$c(t) = \varphi \cdot U \cdot h(t)$$

(05)

Assim sendo, pode-se obter a função de saída $c(t)$ a partir da convolução da função excitação $u(t)$ através da função de transferência do sistema $h(t)$. Observa-se ainda que o sinal algébrico da função excitação é definido através da função de controle $s(t)$.

Voltando à expressão diferencial original definida na Eq. (02) e aplicando a relação dada na Eq. (04) obtém-se :

$$\ddot{c} = -\xi \cdot \dot{c} - \omega_o^2 \cdot c + \omega_o^2 \cdot m$$

$$\ddot{c} = -\xi \cdot \dot{c} - \omega_o^2 \cdot (c - m) \quad ; \quad m = \varphi \cdot U$$

Definindo-se o sistema através de sua caracterização no plano de fase pode-se expressar:

$$x_1 = c \quad ; \quad x_2 = \dot{c}$$

Aplicando-se o desenvolvimento às equações de estado obtém-se:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\xi \cdot x_2 - \omega_o^2 \cdot (x_1 - m) \end{cases} \quad (06)$$

$$\xi = \frac{1}{Z \cdot C} \quad ; \quad \omega_o^2 = \frac{1}{L \cdot C} \quad ; \quad m = \varphi \cdot U$$

Através deste desenvolvimento pode-se verificar que o conversor apresenta duas únicas estruturas possíveis para cada conjunto de parâmetros. As estruturas são idênticas, entretanto estão deslocadas da origem do sistema coordenado $(x_1 \times x_2)$. Este deslocamento tem a magnitude da função excitação U e é simétrico com relação ao eixo vertical, posicionando o foco das trajetórias, um a direita em $+U$ e outro a esquerda em $-U$.

Relacionando as duas estruturas através da representação de suas trajetórias em um mesmo plano define-se a característica operacional do conversor. Este novo plano é então denominado Plano de Operação do Conversor.

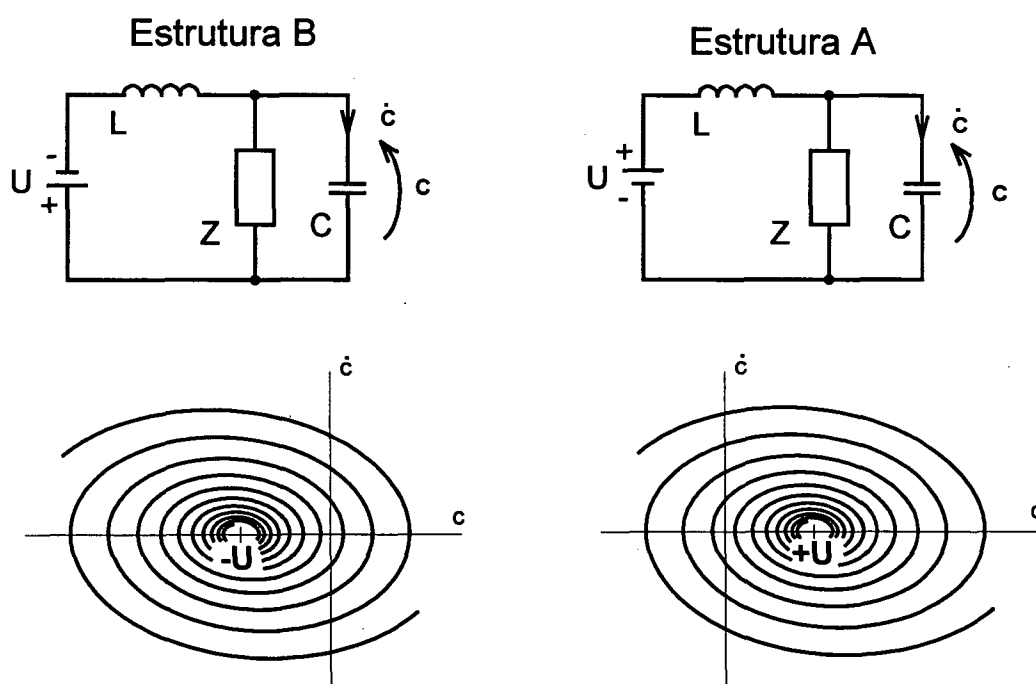


Fig. 14 - Estruturas e Trajetórias.

A característica fundamental deste plano é definir o lugar geométrico da evolução das variáveis de estado sobre as trajetórias das estruturas possibilitando assim uma visão geral e histórica do comportamento do conversor.

A Fig.1.4 apresenta as duas possíveis estruturas associadas às suas respectivas trajetórias no plano de fase. A composição destas trajetórias no Plano de Operação do Conversor está representada na Fig. 1.5.

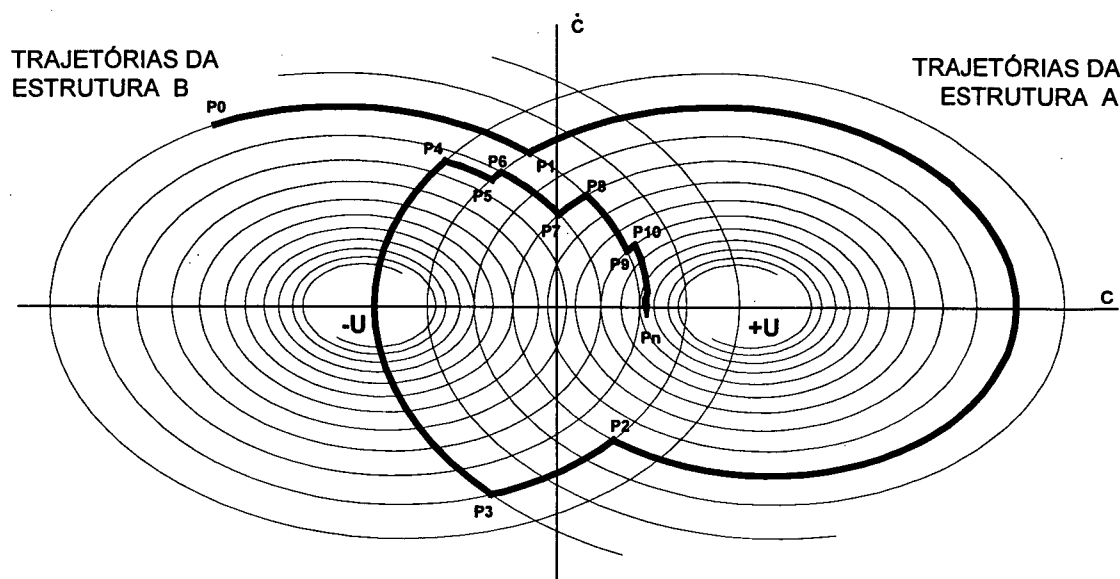


Fig. 1.5 - Plano de Operação do Conversor.

Ainda, nesta figura, pode-se observar uma trajetória hipotética caracterizando a operação do conversor e evoluindo através das trajetórias individuais de cada estrutura. Esta trajetória resultante é composta por segmentos das trajetórias originais delimitados pelos pontos de alternância das estruturas (P_n).

Observa-se que as variáveis de estado podem evoluir livremente sobre as trajetórias originais representadas pelos pontos P_0 a P_4 . Ou ainda, orientadas de maneira a convergir a um ponto específico (P_4 a P_n).

Baseando-se na descrição das características deste novo plano de operação, é possível elaborar-se uma lei de alternância das estruturas, capaz de conduzir tais variáveis, de maneira otimizada, através das trajetórias até um ponto particular de operação do conversor.

1.4. ANÁLISE DAS TRAJETÓRIAS DE ESTADO

A análise das trajetórias de estado no plano de fase é uma ferramenta gráfica aplicada aos sistemas de segunda ordem que consiste na determinação das equações das trajetórias definidas no plano $x \times \dot{x}$ (ou $x_1 \times x_2$).

Cada estrutura possui uma correspondente representação singular no plano de fase. Para o conversor em questão são definidas duas estruturas distintas para um conjunto de parâmetros (L,C e Z) e, conseqüentemente, duas representações possíveis.

Na seqüência, é apresentada de forma resumida a técnica empregada para a determinação das trajetórias no plano de fase. São utilizados os conceitos de isóclinas do plano, direção e velocidade de trajetórias e auto-vetores entre outros, considerados conhecidos e dominados. Posteriormente, é analisada e avaliada a evolução do comportamento das trajetórias em resposta à variação dos parâmetros do conversor, fundamentando assim as conclusões relativas ao método.

Partindo do sistema de equações definido na Eq. (06) e aplicando a definição de trajetória, obtém-se :

$$\dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt} = \frac{dx_2}{dx_1} \cdot \frac{dx_1}{dt} = \frac{dx_2}{dx_1} \cdot x_2$$

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{\dot{x}_2}{x_2} = \frac{-\xi \cdot x_2 - \omega_o^2 \cdot x_1 + \omega_o^2 \cdot m}{x_2} \quad (07)$$

Integrando-se o par diferencial na Eq. (07) obtém-se a equação das trajetórias de estado no plano de fase. Como esta tarefa, embora óbvia, não seja facilmente aplicável, parte-se então para a determinação do equacionamento das isoclinas do plano de fase. Definindo uma isóclina como sendo o lugar geométrico do plano de fase onde as trajetórias possuem a mesma declividade, pode-se expressar :

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{-\xi \cdot x_2 - \omega_o^2 \cdot x_1 + \omega_o^2 \cdot m}{x_2} = \beta = (cte)$$

$$x_2 = -\left(\frac{\omega_o^2}{\beta + \xi}\right) \cdot (x_1 - m) \quad (08)$$

O que denota claramente a existência de dois conjuntos de isóclinas associadas às possíveis estruturas do conversor. Concentrando-se o interesse na análise da forma das trajetórias como função dos parâmetros da estrutura, procede-se então a mudança do referencial da Eq. (08).

Aplicando uma mudança de variável ao eixo das abcissas, deslocam-se os focos das trajetórias para um ponto comum, origem de um sistema coordenado auxiliar e temporário.

Assim :

$$x'_1 = x_1 - m \quad (09)$$

$$x_2 = -\left(\frac{\omega_o^2}{\beta + \xi}\right) \cdot x'_1 \quad (10)$$

Uma importante informação que pode ser extraída da Eq. (10) consiste na determinação e verificação do comportamento dos auto-vetores no plano de fase. Aplicando-se a definição simplificada de auto-vetor como sendo trajetórias com mesma declividade da isóclina correspondente, obtém-se :

$$\frac{x_2}{x_1} = -\left(\frac{\omega_o^2}{\beta + \xi}\right) \hat{=} \beta$$

$$\beta^2 + \xi \cdot \beta + \omega_o^2 = 0 \quad (11)$$

Avaliando-se as raízes da equação expressa na Eq. (11) obtém-se o comportamento das trajetórias como função exclusiva dos parâmetros da estrutura. Assim :

$$\beta = -\frac{\xi}{2} \pm \sqrt{\frac{\xi^2}{4} - \omega_o^2} \quad (12)$$

$$\Gamma = \frac{\xi^2}{4} - \omega_o^2 \quad (13)$$

$$\xi = \frac{1}{Z \cdot C} \quad ; \quad \omega_o^2 = \frac{1}{L \cdot C}$$

Desenvolvendo-se algebricamente a Eq. (13) obtém-se por definição uma relação entre os parâmetros da estrutura de maneira a caracterizar as formas das trajetórias no plano de fase.

Assim :

$$\Gamma = \frac{\xi^2}{4} - \omega_o^2 \quad \left(\frac{\omega_o^2}{\omega_o^2} \right)$$

$$\frac{\Gamma}{\omega_o^2} + 1 = \frac{\xi^2}{4 \cdot \omega_o^2} = K_f$$

$$K_f = \frac{\xi^2}{4 \cdot \omega_o^2} = \frac{1}{4 \cdot Z^2} \cdot \frac{L}{C} \quad (14)$$

O indicador definido na Eq. (14) é denominado Coeficiente de Forma e seu valor crítico é a unidade. Para Coeficientes de Forma maiores que a unidade associam-se planos com auto-vetores reais e de maneira contrária, para Coeficientes de Forma menores que a unidade associam-se planos com auto-vetores complexos.

Procedendo-se a análise dos valores de Γ em correspondência com os valores do Coeficiente de Forma K_f define-se, através de uma relação entre as raízes da Eq. (11) e os parâmetros da estrutura, os possíveis casos da ocorrência de auto-vetores associados as correspondentes formas características das trajetórias no plano de fase

PRIMEIRO CASO : $\Gamma > 0$ (raízes reais distintas para β)

$$\Gamma = \frac{\xi^2}{4} - \omega_o^2 > 0 \quad (15)$$

$$\frac{\xi^2}{4 \cdot \omega_o^2} > 1$$

$$K_f = \frac{1}{4} \frac{L}{Z^2 C} > 1 \quad (16)$$

A Eq. (15) impõe o aparecimento de auto-vetores com declividades reais e distintas. A forma das trajetórias assim definida está diretamente relacionada com o valor à direita da inequação apresenta na Eq. (16). Quanto maior este valor, mais próximos estão os auto-vetores dos eixos coordenados, caso contrário, quanto menor este valor, mais próximos estão os auto-vetores entre si.

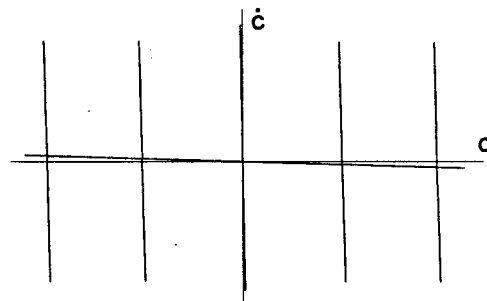


Fig 1.6 - Trajetórias no plano de fase para $K_f \gg 1$.

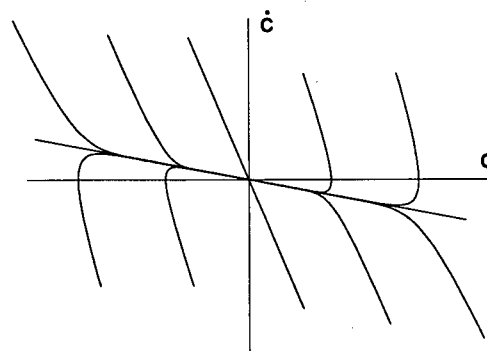


Fig. 1.7 - Trajetórias no plano de fase para $K_f > 1$.

SEGUNDO CASO : $\Gamma = 0$ (raízes reais coincidentes para β)

$$\Gamma = \frac{\xi^2}{4} - \omega_o^2 = 0 \quad (17)$$

$$\frac{\xi^2}{4 \cdot \omega_o^2} = 1$$

$$K_f = \frac{1}{4 \cdot Z^2} \frac{L}{C} = 1 \quad (18)$$

A Eq. (17) impõe a ocorrência de auto-vetores com declividades reais e coincidentes, definindo uma característica de transição na forma das trajetória sobre o plano de fase. As formas das trajetórias são curvilíneas e encontram os auto-vetores na origem do sistema coordenado.

A Fig. 1.8 ilustra esta forma particular das trajetórias.

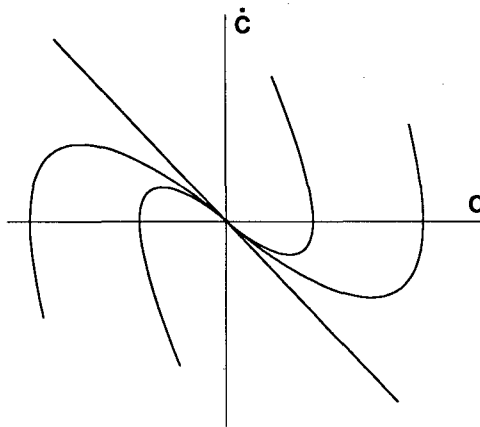


Fig. 1.8 - Trajetórias no plano de fase para $K_f = 1$.

TERCEIRO CASO : $\Gamma < 0$ (raízes complexa para β)

$$\Gamma = \frac{\xi^2}{4} - \omega_o^2 < 0 \quad (19)$$

$$\frac{\xi^2}{4 \cdot \omega_o^2} < 1$$

$$K_f = \frac{1}{4 \cdot Z^2} \frac{L}{C} < 1 \quad (20)$$

A Eq. (19) impõe a ocorrência de auto-vetores com declividade complexa, não apresentando assim significado físico para a representação no plano de fase. A forma das trajetórias assim definidas está diretamente relacionada com o valor da inequação apresentada na Eq. (20). Quanto menor o valor assumido nesta inequação mais curvilíneas são as trajetórias, descrevendo espirais cada vez mais fechadas. O valor nulo nesta inequação denota a eliminação do parâmetro resistivo e a definição de sistema oscilatório, representado no plano de fase através de trajetórias elípticas.

As Figs. 1.9 e 1.10 apresentam as ilustrações destas trajetórias características.

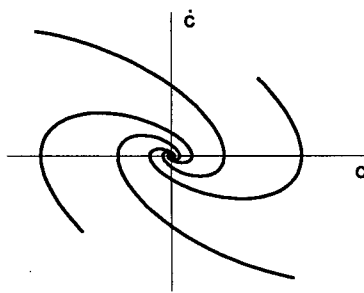


Fig. 1.9 - Trajetórias no plano de fase para $K_f < 1$.

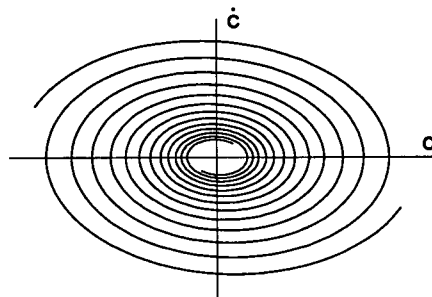


Fig. 1.10 - Trajetórias no plano de fase para $K_f \ll 1$.

Voltando a equação diferencial dada na Eq. (01) que rege o comportamento da estrutura, pode-se verificar que o único parâmetro variável no conversor corresponde a componente Z relativa a carga. A variação deste parâmetro excursionando entre valores máximo e mínimo traduz a mínima e máxima transferência de potência respectivamente. Considerando ainda que a mínima transferência de potência ocorre para operação à vazio, pode-se expressar :

$$Z_{min} \leq Z \leq \infty \quad (21)$$

Aplicando esta limitação à Eq. (14) e traçando-se uma correspondência com a Eq. (21) pode-se delimitar os valores possíveis para o Coeficiente de Forma K_f em função das características exigidas para as trajetórias, de acordo com as especificações do projeto. Assim :

$$0 \leq K_f \leq 1$$

$$0 \leq \frac{1}{4 \cdot Z^2} \cdot \frac{L}{C} \leq 1$$

A conclusão acima sugere a restrição da operação ao terceiro caso descrito ($\Gamma < 0$), haja visto que a unicidade da análise é garantida para toda a faixa de excursão de potência. Assim sendo, o Coeficiente de Forma K_f destaca-se como um dos principais critérios de projeto do conversor.

1.5. CARACTERIZAÇÃO DO ERRO

Com vistas a análise descrita nos itens 1.3 e 1.4, e aplicando-se convenientemente uma estrutura controladora, observa-se que a definição de um ponto hipotético no Plano de Operação do Conversor pode definir uma condição operacionalmente estável.

Embora esta seja uma situação perfeitamente normal de operação do conversor, apresenta-se de forma inadequada ao controle pela análise das trajetórias no plano de fase. O enfoque desta análise exige que todo ponto de operação deve atingir a estabilidade na origem do sistema coordenado da variável de controle.

Procedendo-se a adaptação do controle a esta exigência, define-se então uma variável como referência para a saída do conversor. Empregando este sinal de referência $r(t)$ para a realização de uma mudança de variáveis, obtém-se o sinal de erro e sua derivada como as novas variáveis de controle. Assim, a variável de interesse do inversor passa a ser definida como Variável Controlada, obtida de forma indireta através do par coordenado $(\varepsilon ; \dot{\varepsilon})$

Desenvolvendo o equacionamento correspondente a esta mudança de variáveis obtém-se :

$$\varepsilon(t) = r(t) - c(t) \quad (22)$$

A Eq. (22) define o erro como resultado da diferença entre o sinal de referência $r(t)$ e o sinal de saída do conversor $c(t)$. Aplicando-se o operador derivativo à Eq. (22) e novamente à Eq. (23) obtém-se, representando a variável temporal de forma implícita, as seguintes relações :

$$\dot{\varepsilon}(t) = \dot{r}(t) - \dot{c}(t) \quad (23)$$

$$\ddot{\varepsilon}(t) = \ddot{r}(t) - \ddot{c}(t) \quad (24)$$

Voltando à expressão diferencial original dada na Eq. (02) e aplicando as conclusões acima obtém-se :

$$\begin{aligned}\ddot{c} &= -\xi \cdot \dot{c} - \omega_o^2 \cdot c + \omega_o^2 \cdot m \\ \ddot{r} - \ddot{\varepsilon} &= \xi \cdot (\dot{\varepsilon} - \dot{r}) - \omega_o^2 \cdot (\varepsilon - r + m) \\ \ddot{\varepsilon} &= -\xi \cdot (\dot{\varepsilon} - \dot{r}) - \omega_o^2 \cdot (\varepsilon - r + m) + \ddot{r}\end{aligned}\quad (25)$$

Finalmente pode-se definir um novo sistema em função do erro desenvolvendo-se :

$$\begin{aligned}x_1 &= \varepsilon \quad ; \quad x_2 = \dot{\varepsilon} \\ \left\{ \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\xi \cdot (x_2 - \dot{r}) - \omega_o^2 \cdot (x_1 - r + m) + \ddot{r} \end{aligned} \right.\end{aligned}\quad (26)$$

$$\xi = \frac{1}{Z \cdot C} \quad ; \quad \omega_o^2 = \frac{1}{L \cdot C} \quad ; \quad m = \varphi \cdot U$$

A conclusão da análise acima traduz que este par coordenado $(\varepsilon ; \dot{\varepsilon})$ define um novo plano sobre o qual caracteriza-se a evolução das trajetórias de estado do conversor. Este plano é denominado Plano de Erro e observa-se através da comparação entre as Eqs. (06) e (26) que o

mesmo desloca-se sobre o Plano de Operação do Conversor orientado pela variável de referência $r(t)$.

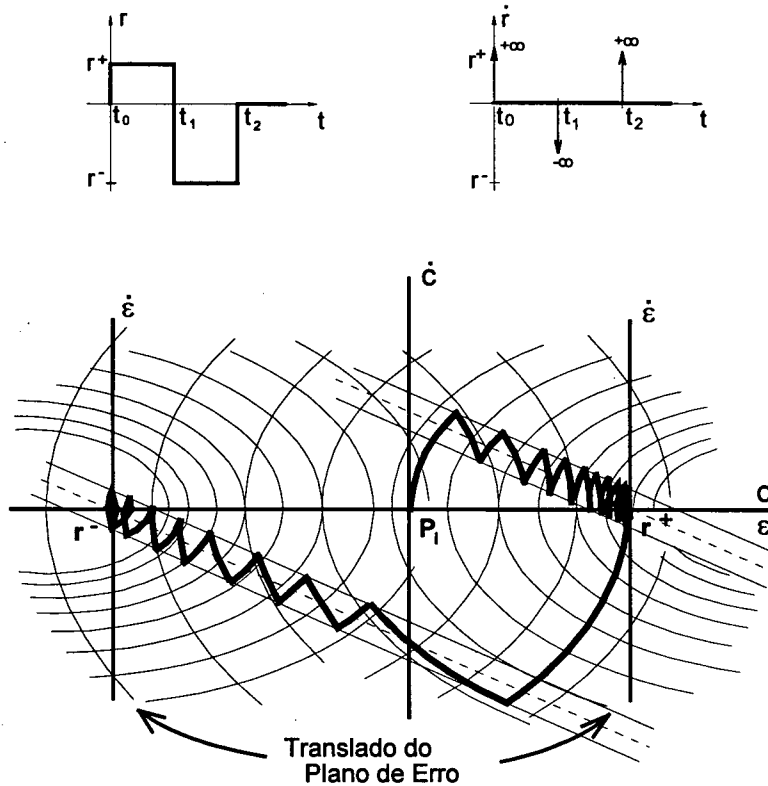


Fig. 1.11 - Translado do plano de erro seguido pelo deslizamento.

Na Fig. 1.11 é apresentado um exemplo meramente ilustrativo da operação de uma estrutura hipotética com a implementação do controle por modo deslizante. O objetivo deste exemplo é mostrar o translado do Plano de Erro sobre o Plano de Operação do Conversor em resposta à variação do sinal de referência.

1.6. ANÁLISE DA FUNÇÃO DE CONTROLE

A função de controle consiste no lugar geométrico do plano de fase onde é definida a lei de alternância das estruturas. A partir das trajetórias originais é descrito um caminho que conduza as variáveis de estado diretamente para a origem do sistema coordenado. Este caminho resultante não é inerente a quaisquer das estruturas originais, caracterizando assim a Superfície de Deslizamento.

A função de controle assim definida é obtida ponderando-se as variáveis dos respectivos eixos para a composição de uma expressão algébrica. Naturalmente a expressão algébrica mais simples de ser analisada e implementada no plano é a equação da reta.

A Fig. 1.12 ilustra o diagrama de blocos da estrutura de controle e a forma de obtenção da superfície a partir das variáveis do sistema coordenado. Aplicando-se esta estrutura ao diagrama da Fig. 1.3 obtém-se um sistema realimentado capaz de implementar o Controle por Modo Deslizante.

Como resultado da análise deste diagrama fundamental de blocos obtém-se a forma algébrica geral da superfície de controle. Esta expressão está representada na Eq. (27).

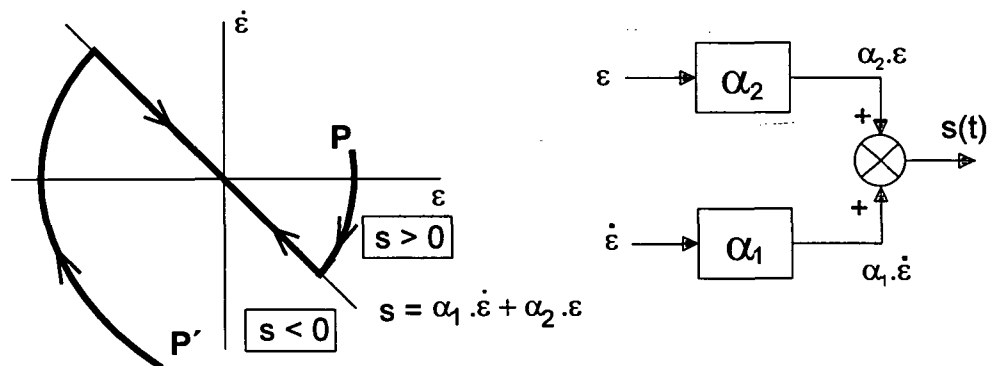


Fig. 1.12 - Controlador fundamental.

$$s = \alpha_1 \cdot \dot{\epsilon} + \alpha_2 \cdot \epsilon \quad (27)$$

A superfície de controle assim definida divide o plano de fase em duas regiões de domínio, onde a aplicação individual de cada estrutura está associada ao sinal algébrico resultante no cálculo da expressão acima. Sendo assim pode-se expressar :

$$\begin{cases} s > 0 \rightarrow m = +U \\ s < 0 \rightarrow m = -U \end{cases} \quad (28)$$

Retomando a análise no plano de fase da Fig. 1.12 e definindo-se um ponto genérico de coordenadas $(\varepsilon_P \times \dot{\varepsilon}_P)$ como exemplo, calcula-se a partir da Eq. (27), um valor numérico associado à superfície de controle. Através da relação de sinais dada na Eq. (28) é associada uma estrutura a este ponto e conseqüentemente a trajetória que o conduzirá de encontro com a superfície de deslizamento. A partir deste encontro, a superfície de deslizamento passa a conduzir os estados através de uma trajetória resultante até que o ponto de operação atinja a origem do sistema.

É importante ressaltar que sobre a superfície de controle o resultado da Eq. (27) é sempre nulo e conseqüentemente nenhuma das estruturas pode ser definida ou aplicada. Embora esta afirmação seja puramente teórica, serão posteriormente apresentados artifícios para sua implementação prática.

Aplicando a conclusão acima à Eq. (27) obtém-se a forma final e geral da superfície de controle. Assim :

$$s = \alpha_1 \cdot \dot{\varepsilon} + \alpha_2 \cdot \varepsilon = 0 \quad (29)$$

Como conclusão pode-se afirmar que toda a estrutura capaz de permitir a evolução de suas variáveis de estado sobre a superfície de controle pode operar com Controle por Modo Deslizante.

1.7. CARACTERIZAÇÃO DA SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO

A caracterização da superfície de controle é feita considerando-se a sua interação com as trajetórias no plano de fase. A partir de um re-arranjo da Eq. (29) obtém-se :

$$s = \dot{\varepsilon} + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \cdot \varepsilon = 0 \quad (30)$$

Considerando a relação α_2 / α_1 como o coeficiente angular da superfície de controle e avaliando os possíveis valores que pode assumir, caracteriza-se casos particulares da proposta inicial deste item. Sejam as formas de trajetória da Fig. 1.13 consideradas para esta análise, definem-se :

PRIMEIRO CASO : $\alpha_2 = 0 \rightarrow \alpha_2 / \alpha_1 = 0$

A superfície de controle encontra-se exatamente sobre o eixo das abcissas e sua função de controle resultante é definida somente pela variável derivativa do erro

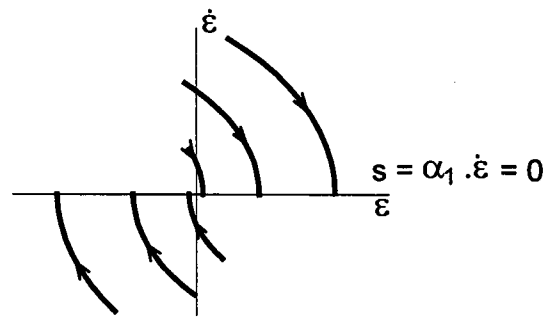


Fig. 1.13 - Trajetórias para operação não-deslizante.

$$s = \alpha_1 \cdot \dot{\epsilon} = 0$$

A evolução dos estados converge através das trajetórias até a superfície de controle. Ao encontra-la, os estados passam a evoluir de forma estacionária exatamente no ponto de interseção. Neste caso não ocorre o deslizamento e os estados não convergem para a origem do sistema, definindo assim, um erro residual proporcional a trajetória associada.

SEGUNDO CASO : $\alpha_2 \neq 0 \rightarrow \alpha_2 / \alpha_1 = \alpha_{CRI}$ (alfa crítico inferior)

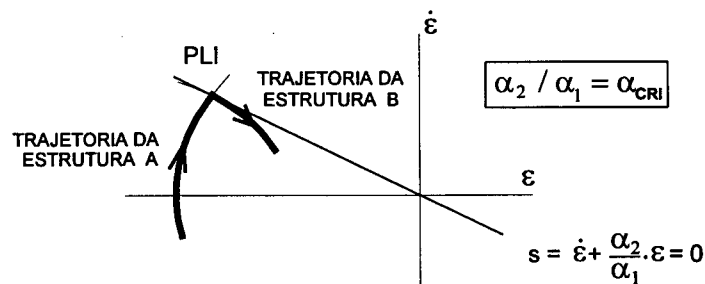


Fig. 1.14 - Trajetórias na condição crítica de deslizamento.

A ponderação de α_2 em relação a α_1 define uma superfície de controle singular delimitando as evoluções das trajetórias com características entre o deslizamento puro e a

operação semi-deslizante. O termo semi-deslizante refere-se a uma composição resultante de trajetórias que embora deslize até a origem do sistema coordenado, caminha através da trajetória da estrutura oposta antes de encontrar a superfície de deslizamento.

A superfície de controle com um coeficiente angular α_{CRI} é tal que tangencia uma trajetória exatamente em um ponto denominado Limite de Interseção. As condições necessárias e a metodologia para determinação deste ponto não serão tratadas neste trabalho. Por outro lado será apresentada uma metodologia para a determinação simplificada da superfície crítica.

Para inclinações da superfície de controle com coeficientes angulares menores que o valor crítico, a operação da estrutura é puramente deslizante e a evolução dos estados caminha por uma única trajetória antes de encontrar o deslizamento. Para inclinações maiores que a crítica a operação da estrutura alterna trajetórias entre as estruturas antes de deslizar para a origem do sistema.

A Fig. 1.15 ilustra estes modos de operação através da comparação da superfície de controle com a superfície crítica.

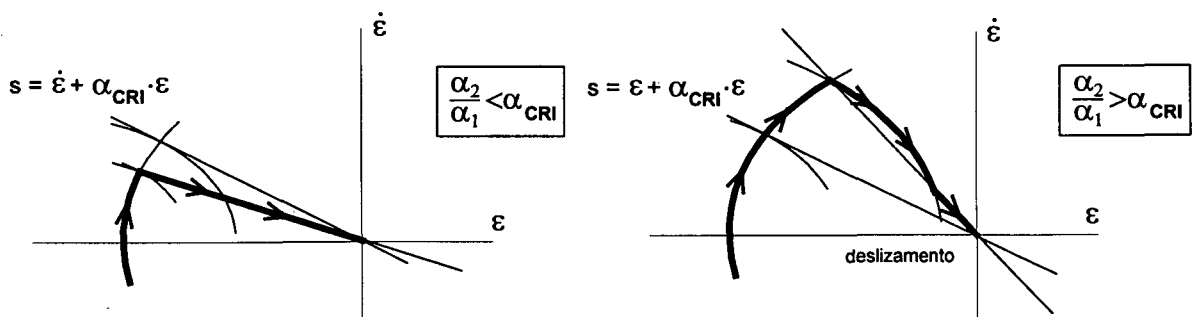


Fig. 1.15 - Trajetórias para operação próxima à crítica inferior.

TERCEIRO CASO : $\alpha_2 \neq 0 \rightarrow \alpha_2 / \alpha_1 = \alpha_{CRS}$ (alfa crítico superior)

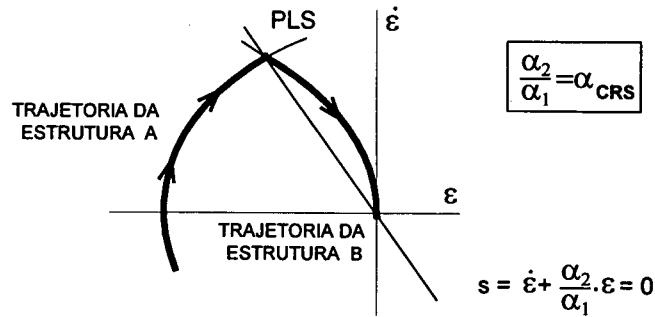


Fig. 1.16 - Trajetórias para operação crítica superior.

A ponderação de α_2 em relação a α_1 define um outro caso particular da interação entre a superfície de controle e as trajetórias dos estados. Este caso delimita as operações nos modos semi-deslizante e quasi-deslizante.

O coeficiente angular α_{CRS} para a inclinação da superfície de controle é tal que a evolução dos estados encontra a origem do sistema coordenado evoluindo exclusivamente através de dois únicos trechos de trajetórias, correspondentes a cada estrutura. Neste caso não ocorre o deslizamento.

Para valores do coeficiente angular α_2/α_1 menores que o valor crítico superior a operação é semi-deslizante como descrita anteriormente. Para valores do coeficiente angular α_2/α_1 maiores que o valor crítico superior o deslizamento pode ocorrer através de outro domínio de estrutura. A Fig. 1.17 ilustra dois exemplos da operação no modo descrito anteriormente.

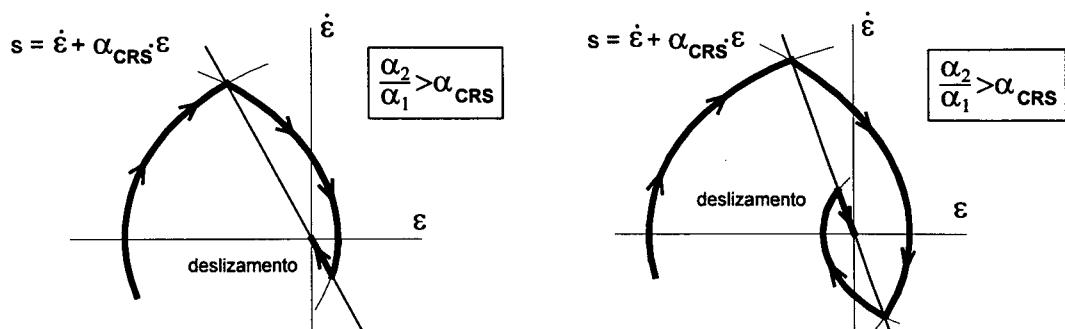


Fig. 1.17 - Trajetórias para operação quasi-deslizante.

A operação no modo quasi-deslizante produz oscilações nos sinais controlados que são interrompidos no instante do deslizamento.

QUARTO CASO : $\alpha_1 = 0 \rightarrow \alpha_2 / \alpha_1 \rightarrow \infty$

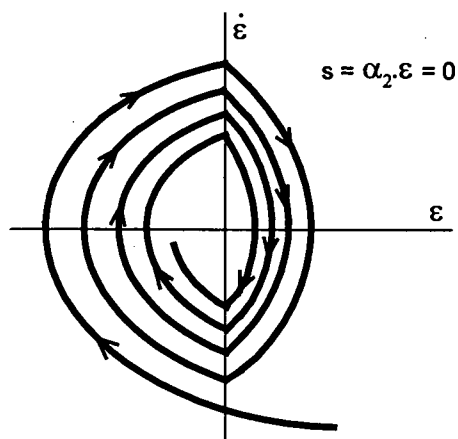


Fig. 1.18 - Trajetórias para operação não-deslizante.

A superfície de controle encontra-se exatamente sobre o eixo das ordenadas e a função de controle resultante é definida somente pela variável do erro. A evolução dos estados caminha sobre as trajetórias das estruturas de tal forma a não caracterizar o deslizamento.

Este modo de operação é facilmente identificado por produzir oscilações das variáveis controladas em resposta à transitório da referência.

1.7. CONCLUSÕES

Da análise dos casos anteriormente descritos pode-se concluir que existem limitações da estrutura para operação no modo deslizante e em determinadas condições a operação pode ser totalmente não-deslizante. Uma importante caracterização desta análise é a definição das regiões de semi-deslizamento e quasi-deslizamento, delimitadas através dos coeficientes angulares para a inclinação da superfície de controle e denominados α_{CRI} e α_{CRS} .

De qualquer forma, independentemente da região em que a estrutura esteja operacionalmente situada o sistema é sempre estável quer seja através da operação retilínea caracterizada pelo deslizamento, quer seja pelas oscilações características da operação não-deslizante.

Finalmente pode-se afirmar que o melhor desempenho desta estrutura será obtido através de uma análise criteriosa do comportamento das trajetórias em função das especificações de projeto, caracterizando de forma otimizada a inclinação da superfície de controle.

CAPÍTULO 2

IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE

2.1. INTRODUÇÃO

No capítulo primeiro foi apresentada a caracterização geral e o desenvolvimento da análise do controle por modo deslizante. Todos os possíveis casos de deslizamento são descritos em uma avaliação conjunta com o comportamento da evolução das trajetórias de estado no plano de fase.

A lei de alternância das estruturas representada através da função de controle é definida como a superfície de deslizamento e teoricamente define uma área nula no plano de fase. A esta característica da superfície está associada uma frequência infinita para operação do conversor.

Evidentemente que a formulação assim proposta não é realizável em termos físicos. Para a implementação prática deste controle é direcionado um estudo da aplicação de laços de histerese associados a sua caracterização. Além disso, em correspondência com a estrutura de controle escolhida definir-se-á o modo de operação em frequência.

Neste capítulo serão apresentadas propostas para implementação do controle através do tratamento do laço de histerese e do modo de operação em frequência variável ou frequência fixa de alternância das estruturas do conversor.

2.2. OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

A aplicação de um laço de histerese no controle com operação em frequência variável caracteriza uma ampliação da largura da superfície de deslizamento. A área assim resultante define uma região neutra que não interfere na seleção ou aplicação das estruturas.

Esta região somente observa a passagem das trajetórias independentemente de sua origem. Fora de seus limites as estruturas são definidas de acordo com o mesmo critério de sinais algébricos descritos em análises anteriores.

Os laços básicos assim definidos podem possuir características de histerese constante ou de histerese proporcional. Além disso casos bastante particulares podem ser obtidos das combinações entre estes casos básicos.

2.2.1. LAÇO DE HISTERESE CONSTANTE

O laço de histerese constante é a forma mais natural de implementação e a mais próxima da análise teórica. A região de operação neutra é aplicada de forma constante em torno da função de controle definindo uma faixa sobre a qual as trajetórias evoluem livremente.

A faixa neutra delimita também a evolução do ciclo limite no ponto de equilíbrio do controle. Quanto mais estreita é a faixa neutra, menor será o ciclo limite e, conseqüentemente, menor o erro no sinal de saída, aproximando-se assim da análise teórica.

A Fig. 2.1 ilustra a aplicação do laço de histerese à superfície de controle representada no plano de fase. Através de um diagrama de blocos simplificado observa-se como esta implementação é obtida.

Ainda nesta figura, é apresentado o coeficiente k como sendo o responsável pela definição do erro residual máximo (diretamente associado a largura da faixa de histerese).

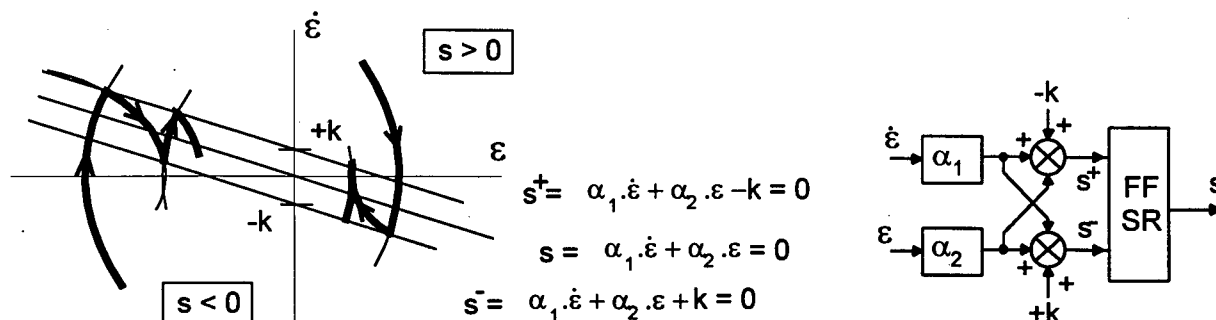


Fig. 2.1 - Operação em frequência variável e histerese constante.

2.2.2. LAÇO DE HISTERESE PROPORCIONAL

O laço de histerese proporcional é a forma mais otimizada de implementação para operação em frequência variável. A evolução das trajetórias é gradativamente orientada através de uma redução da superfície de deslizamento a medida em que aproximam-se da origem do sistema coordenado.

A definição da condição de deslizamento é mais crítica tendo em vista que as inclinações das funções delimitadoras são maiores que a da função de controle. Além disso a condição de erro nulo na interseção das funções delimitadoras (na origem do sistema) caracteriza um ciclo limite também nulo, possível somente para a análise teórica.

A Fig. 2.2 ilustra a aplicação do laço de histerese proporcional relacionando-o com a superfície de controle no plano de fase. Através da representação em um diagrama de blocos simplificado observa-se como esta implementação é obtida.

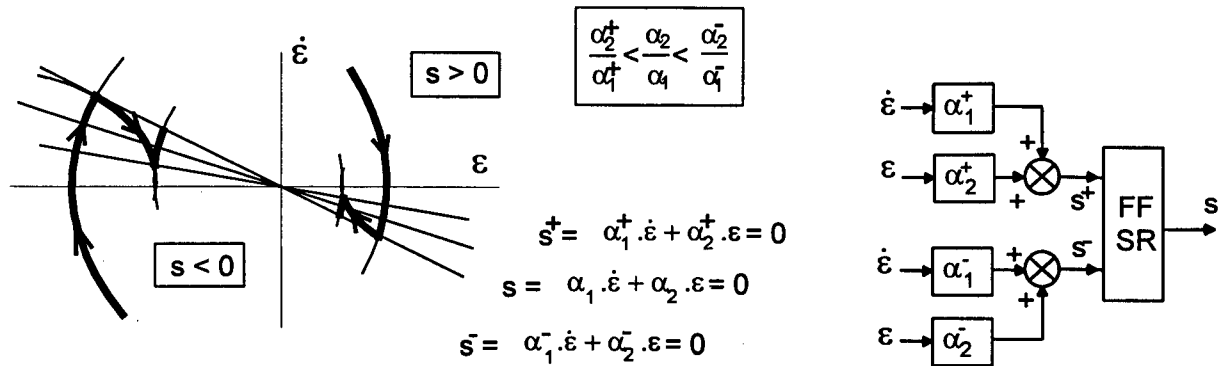


Fig. 2.2 - Operação em frequência variável e histerese proporcional.

As diferentes inclinações das funções delimitadoras são representadas pelos respectivos coeficientes angulares dados pelas relações entre os ganhos dos blocos α_1 e α_2 .

2.3. OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA FIXA

O modo de operação em frequência fixa é bastante diferente dos modos descritos anteriormente. Nesta operação a definição do ciclo limite depende exclusivamente da razão cíclica associada à frequência de alternância das estruturas. Este modo caracteriza então uma modulação por largura de pulso (PWM).

A função de controle $s(t)$ corresponde ao próprio sinal modulador e a histerese surge naturalmente e de forma constante em torno da superfície de controle. As funções delimitadoras são fictícias e estão associadas às mínima e máxima razões cíclicas. Sobre a superfície de controle a razão cíclica tem sempre valor $d=0,5$.

A excursão da razão cíclica somente é caracterizada dentro da faixa de histerese ocorrendo uma saturação em um de seus valores limites para operação nas regiões externas a esta.

A Fig. 2.3 ilustra a superfície de controle no plano de fase e as funções delimitadoras da razão cíclica. Está representado também o diagrama de blocos simplificado da estrutura de controle que implementa este modo de operação

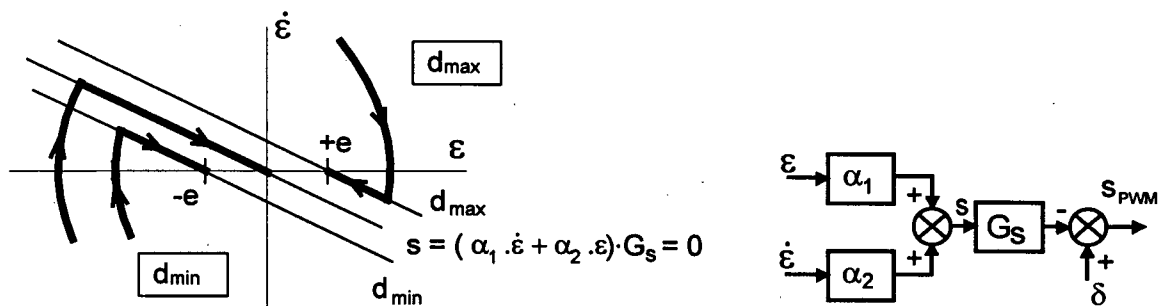


Fig. 2.3 - Operação em frequência fixa.

Neste modo o erro aparece como elemento fundamental da condição normal de operação, sendo definido como uma função direta e proporcional ao módulo do sinal de referencia. Assim, quanto maior for o módulo do sinal de referencia maior será o módulo do erro e , conseqüentemente, quanto menor for o módulo da referencia menor será o módulo do erro. O erro somente será nulo para uma referência também nula.

Este sinal de erro não pode ser eliminado neste modo de operação, pois dele depende o funcionamento da estrutura de controle. Entretanto, o erro será tanto menor quanto maior for o ganho do bloco G_S definido no diagrama de blocos da Fig. 2.3. A propagação deste erro não é preocupante haja visto que o nível de sinal na saída pode ser corrigido compensando-se diretamente o sinal de referência.

Sendo assim, esta variável de controle (erro) deixa de ser uma função crítica da operação da estrutura e passa a contribuir para o seu melhor desempenho.

2.4. SIMULAÇÕES DAS IMPLEMENTAÇÕES

Para uma melhor avaliação das estruturas de controle propostas são apresentados modelos experimentais capazes de implementar os diferentes modos de operação. O funcionamento destes modelos é verificado através de simulação numérica e os resultados são empregados para compor a validação das estruturas.

Todas as estruturas descritas anteriormente neste capítulo são modeladas e simuladas para excitação correspondente à degraus no sinal de referência. Algumas estruturas são ainda simuladas para excitação senoidal com referência a aplicação para carga não-linear

A topologia básica da ponte de interruptores e os circuitos de amostragem e referência de sinal são modelados idealmente e estão apresentados nas Fig. 2.4 e Fig. 2.5, respectivamente.

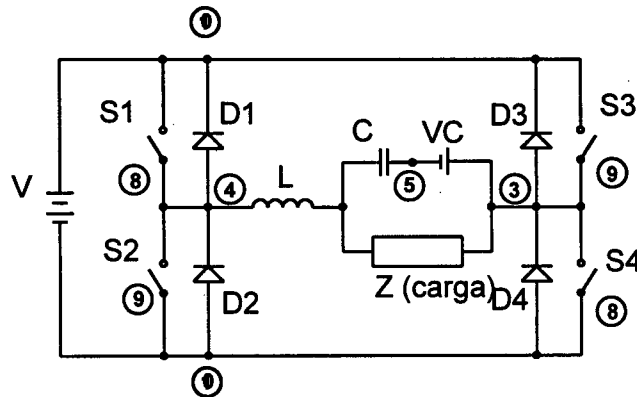


Fig. 2.4 - Topologia básica do inversor.

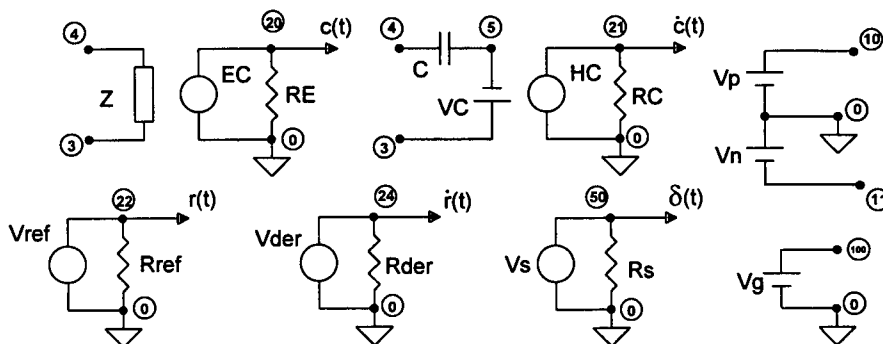


Fig. 2.5 - Sinais para controle da estrutura.

As estruturas são modeladas a partir de macro-modelos de maneira a aproximar os resultados das condições reais de operação e obter-se maior segurança na elaboração das conclusões.

Todas as simulações foram realizadas através do programa de simulação numérica para circuitos eletrônicos denominado PSPICE. Todas as listagens correspondentes aos arquivos fonte de código e dados dos modelos utilizados neste simulador apresentam-se no final do trabalho na seção de anexos.

Todas as representações gráficas dos resultados da simulação numérica foram obtidas através de tabelas coordenadas das variáveis de interesse e traçadas pelo programa de processamento gráfico denominado DSN.

As grandezas representadas nos gráficos de resultados expressam as tensão em VOLTS, corrente em AMPERES e o tempo em SEGUNDOS.

2.4.1. SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

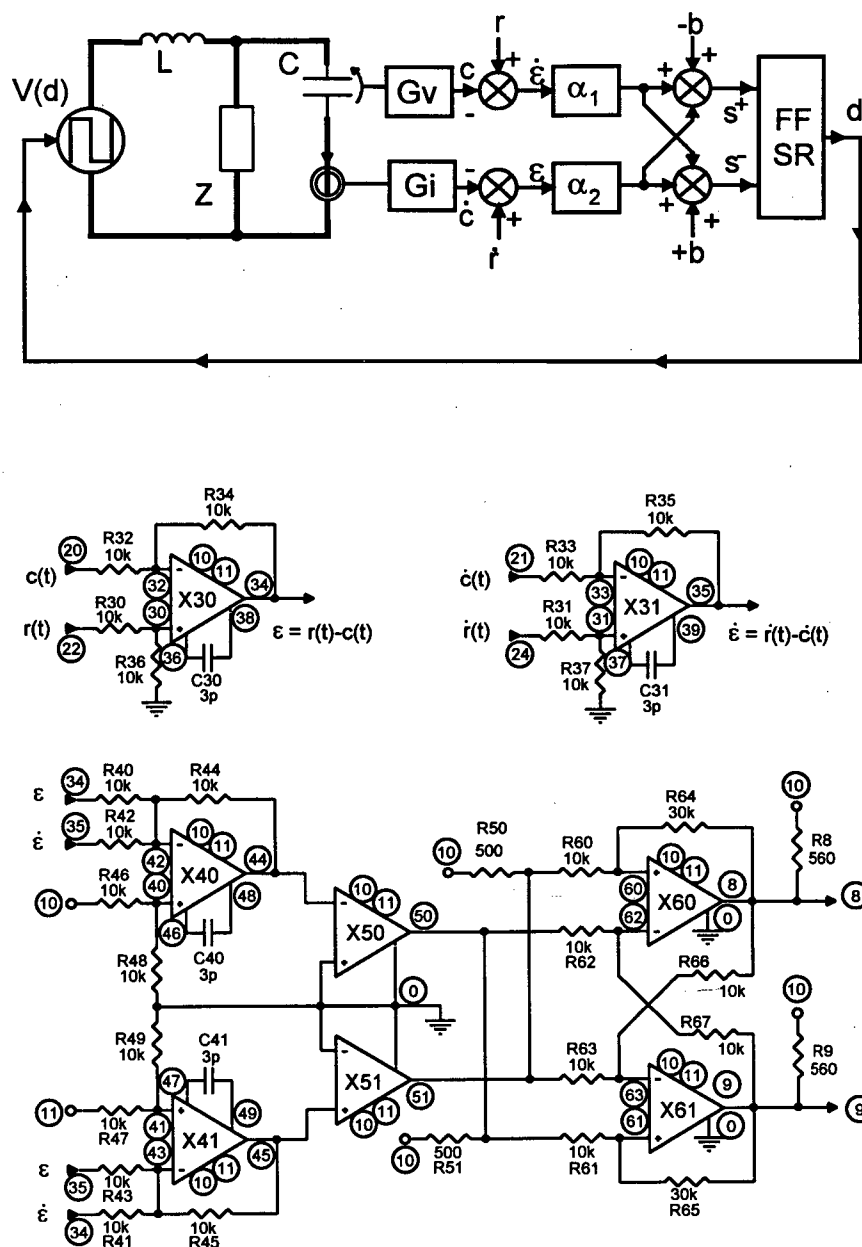


Fig. 2.6 - Estrutura de controle para operação em frequência variável e histerese constante; modelo experimental utilizado para simulação numérica.

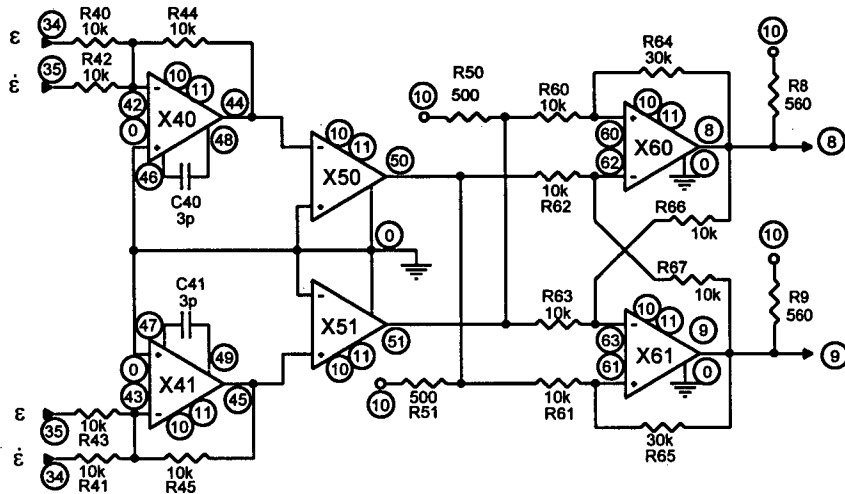
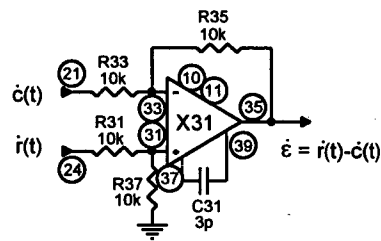
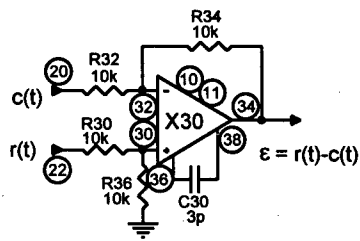
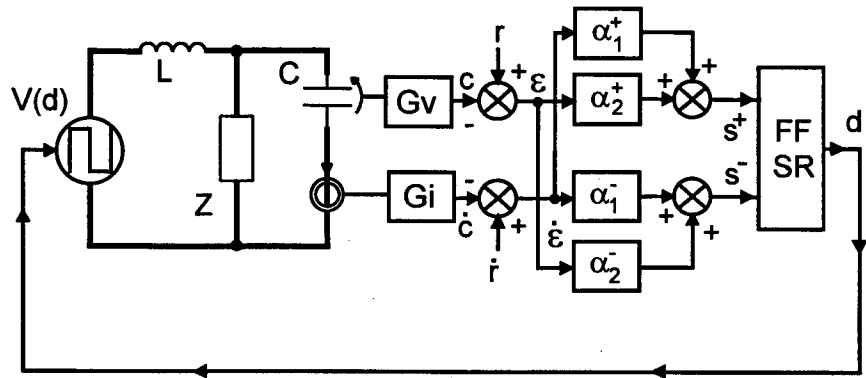


Fig. 2.8 - Estrutura de controle para operação em frequência variável e histerese proporcional; modelo experimental utilizado para simulação numérica.

2.4.1.1. HISTERESE CONSTANTE E RESPOSTA AO DEGRAU

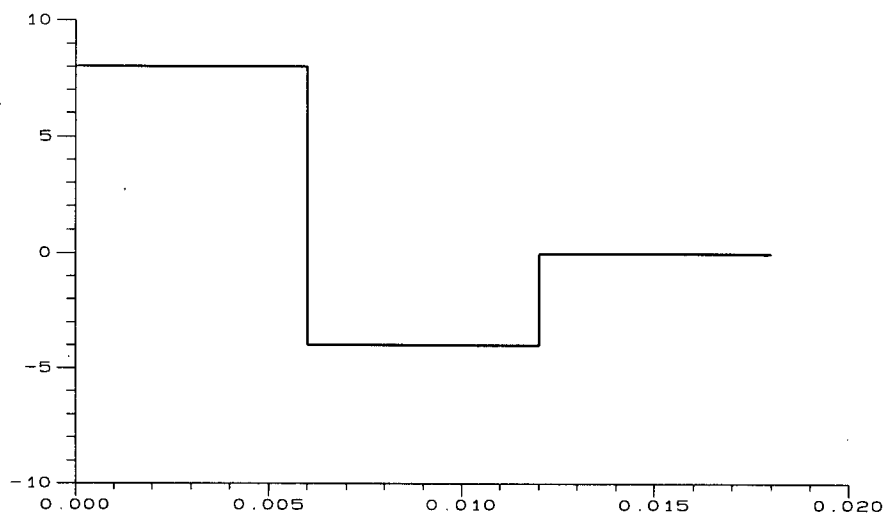


Fig. 2.9 - Sinal de referência.

A Fig. 2.9 apresenta o sinal aplicado ao nó 22 como referência. A derivada do sinal de referência é considerada nula para todo o período de simulação. As derivadas nas transições são assim desprezadas. A Fig. 2.10 apresenta a forma de tensão na saída do conversor para o sinal de referência proposto. Este sinal é determinado pela diferença de potencial entre os nós 3 e 4.

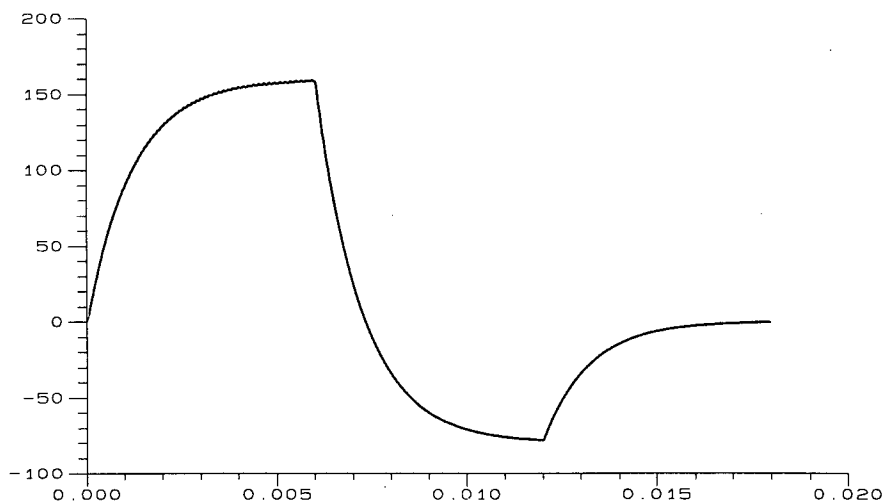


Fig. 2.10 - Forma da tensão na saída do conversor.

A Fig. 2.11 apresenta a representação paramétrica das variáveis de erro e sua derivada. As trajetórias de estado e a superfície de deslizamento ficam caracterizadas sobre o Plano de Erro. Esta figura resulta da composição dos sinais nos nós 34 e 35.

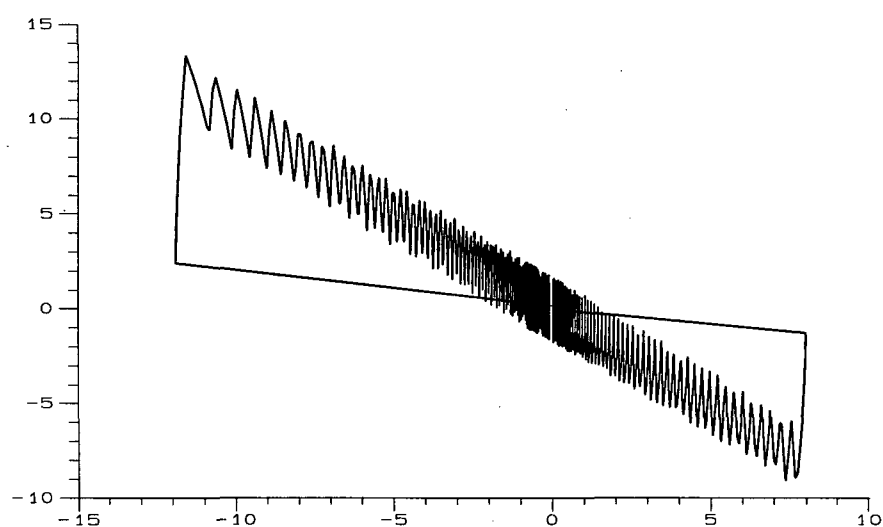


Fig. 2.11 - Trajetórias descrevendo o deslizamento.

2.4.1.2. HISTERESE CONSTANTE E RESPOSTA SENOIDAL

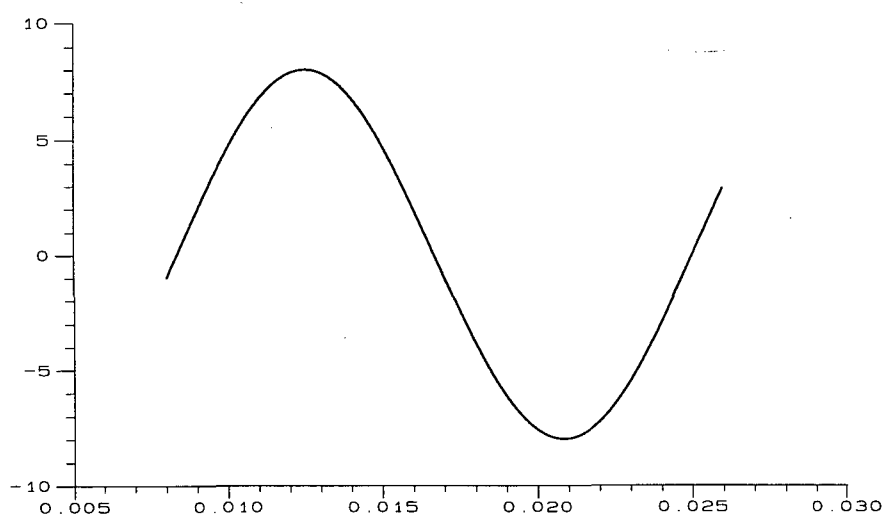


Fig. 2.12 - Sinal de referência.

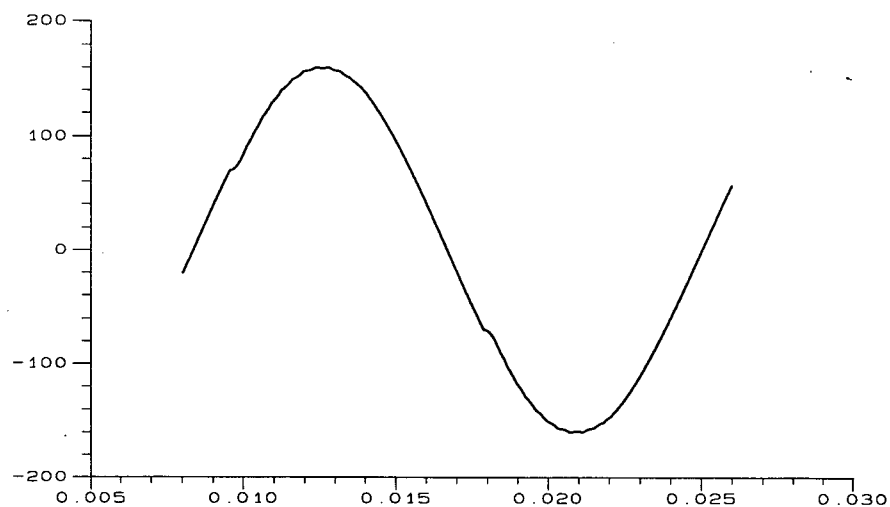


Fig. 2.13 - Forma da tensão na saída do inversor.

A Fig. 2.12 apresenta a forma de sinal de referencia senoidal aplicado ao nó 22. A derivada deste sinal é cossenoidal e está aplicada ao nó 24. A Fig. 2.13 apresenta a forma da tensão de saída quando submetida a uma carga não-linear.

Na Fig. 2.14 está representada a forma da corrente característica da carga não-linear. Este sinal resulta da soma das correntes nos elementos Cf e R do modelo de simulação

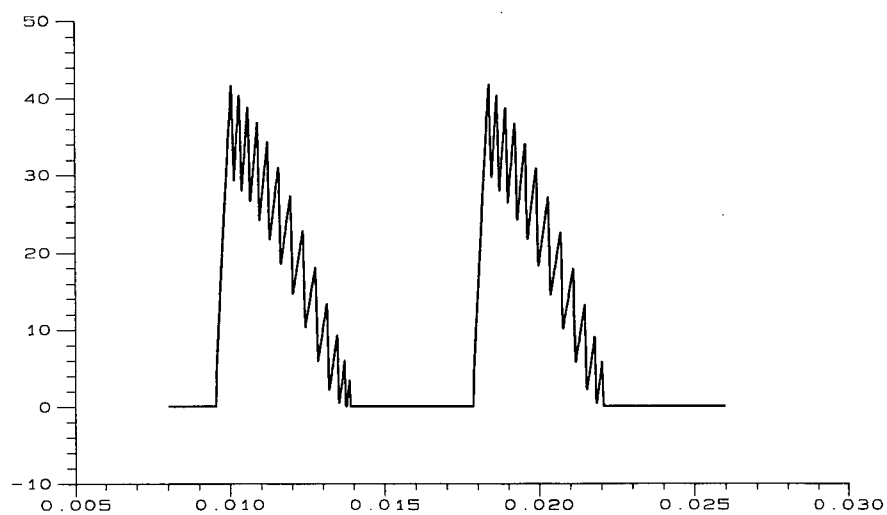


Fig. 2.14 - Forma da corrente na carga não-linear.

A Fig. 2.15 apresenta a representação paramétrica das variáveis de erro e sua derivada. Esta figura representa a composição dos sinais nos nós 34 e 35 sobre o Plano de Erro.

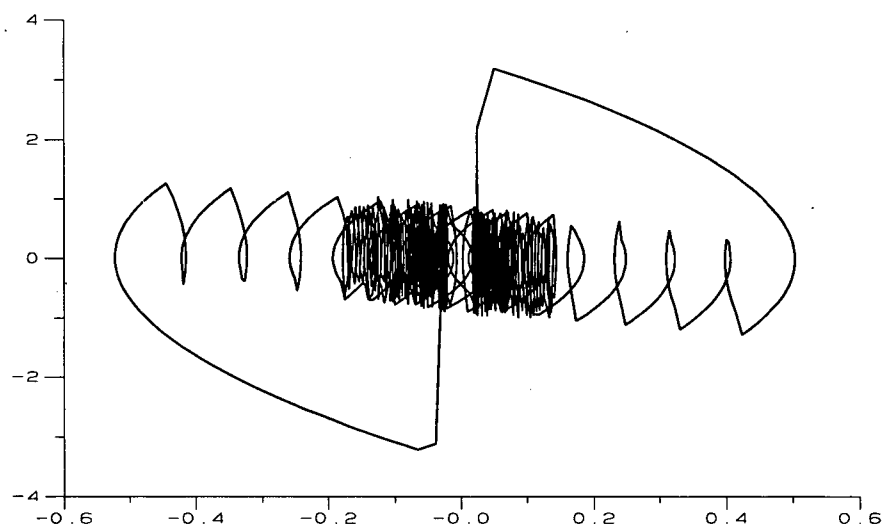


Fig. 2.15 - Trajetórias descrevendo o deslizamento.

2.4.1.3. HISTERESE PROPORCIONAL E RESPOSTA AO DEGRAU

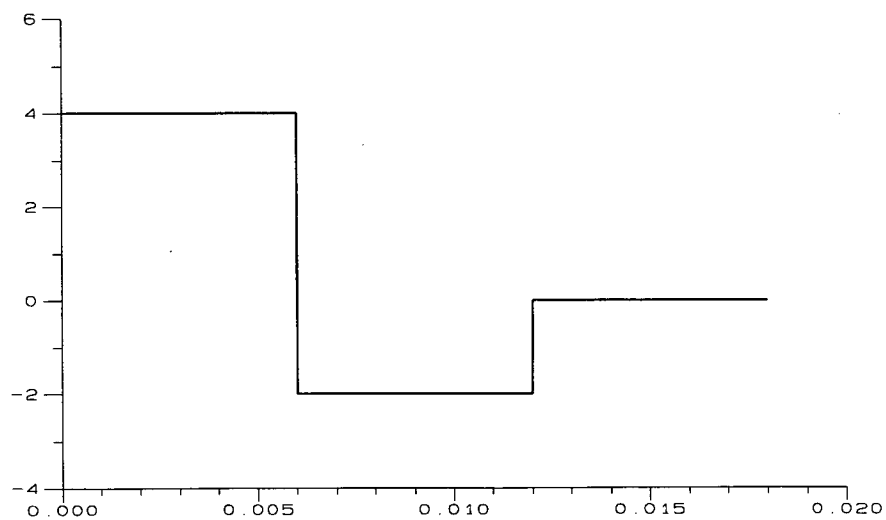


Fig. 2.16 - Sinal de referência.

A Fig. 2.16 apresenta o sinal aplicado como referencia ao nó 22. A derivada do sinal de referencia é considerada nula para todo o período de simulação. A Fig. 2.17 apresenta a forma de tensão de saída do conversor para o sinal de referencia proposto. Este sinal é determinado pela diferença de potencial entre os nós 3 e 4. A Fig. 2.18 apresenta a representação paramétrica das variáveis de erro e sua derivada. Esta figura representa a composição de sinais dos nós 34 e 35.

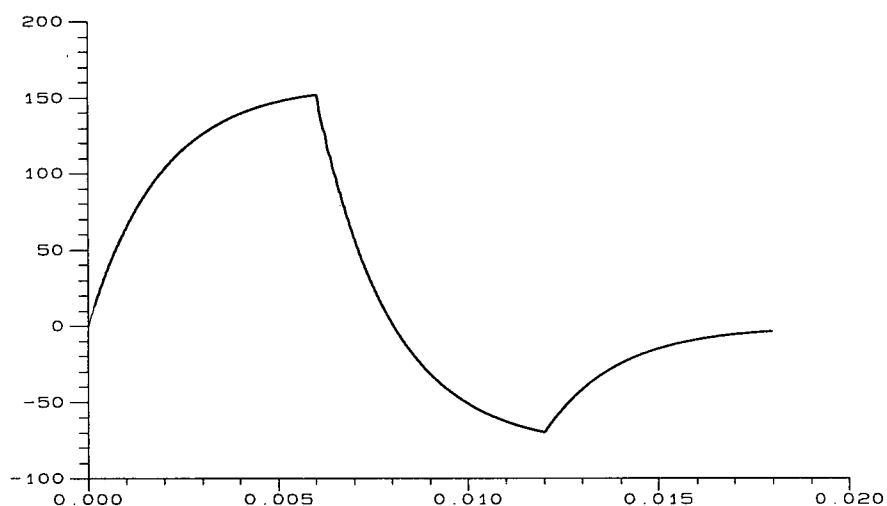


Fig. 2.17 - Forma de tensão na saída do conversor .

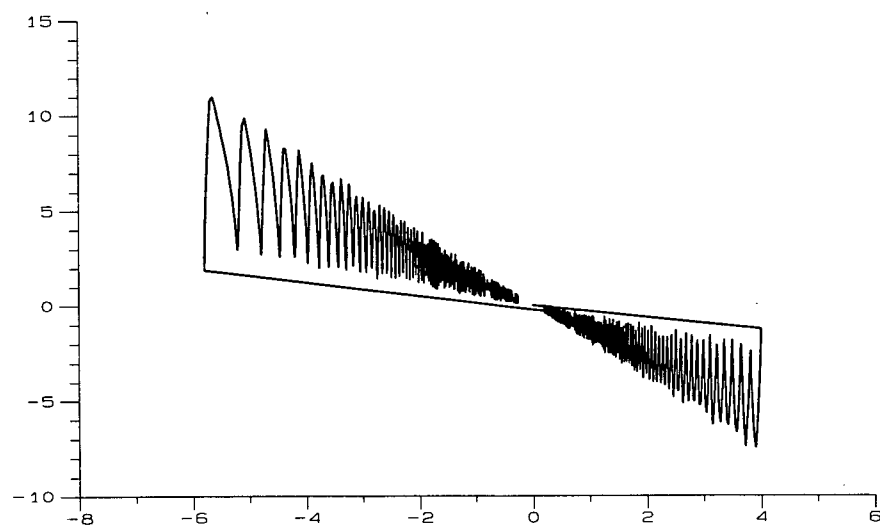


Fig. 2.18 - Trajetórias descrevendo o deslizamento.

2.4.2. SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA FIXA

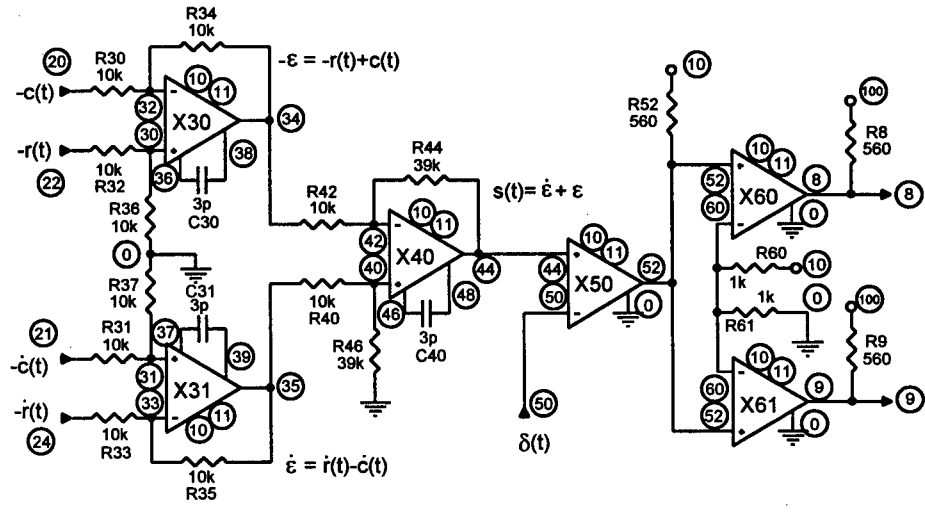
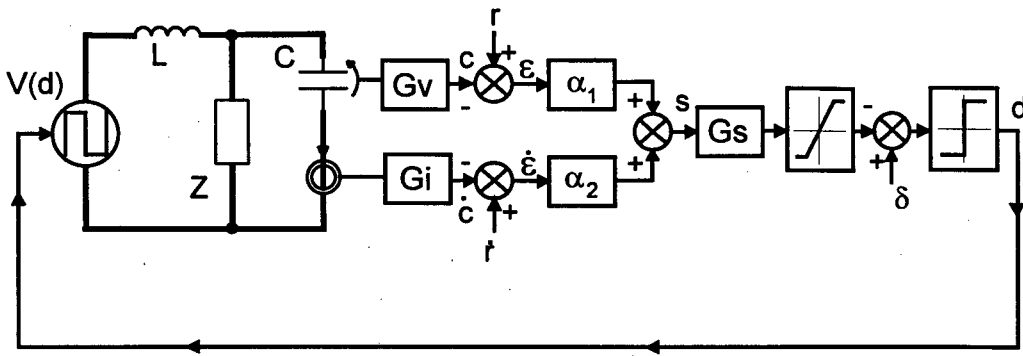


Fig. 2.19 - Estrutura de controle para operação em frequência fixa e modelo experimental utilizado para simulação numérica.

2.4.2.1. RESPOSTA AO DEGRAU

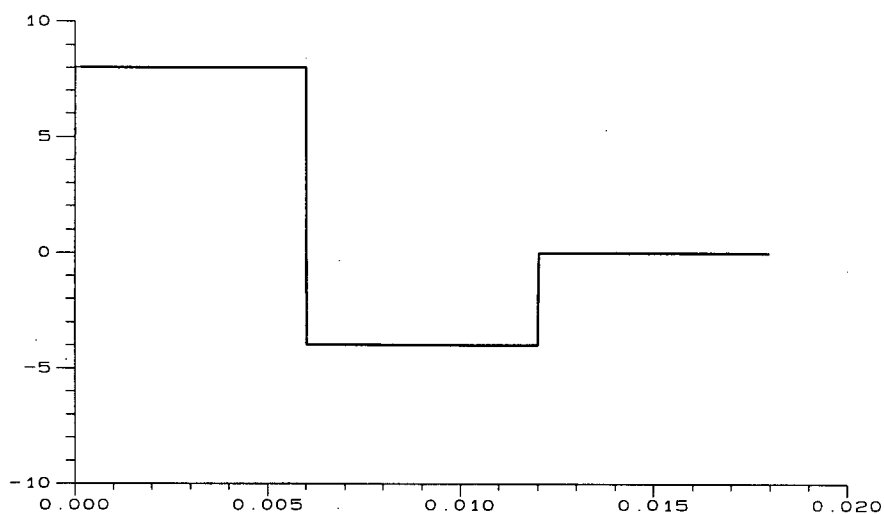


Fig. 2.20 - Sinal de referência.

A Fig. 2.20 apresenta o sinal aplicado como referência no nó 22. A derivada do sinal de referência é considerado nulo para todo o período de simulação. As derivadas nas transições são desprezadas. A Fig. 2.21 apresenta a forma de tensão de saída do conversor para o sinal de referência proposto. Este sinal corresponde a diferença de potencial entre os nós 3 e 4.

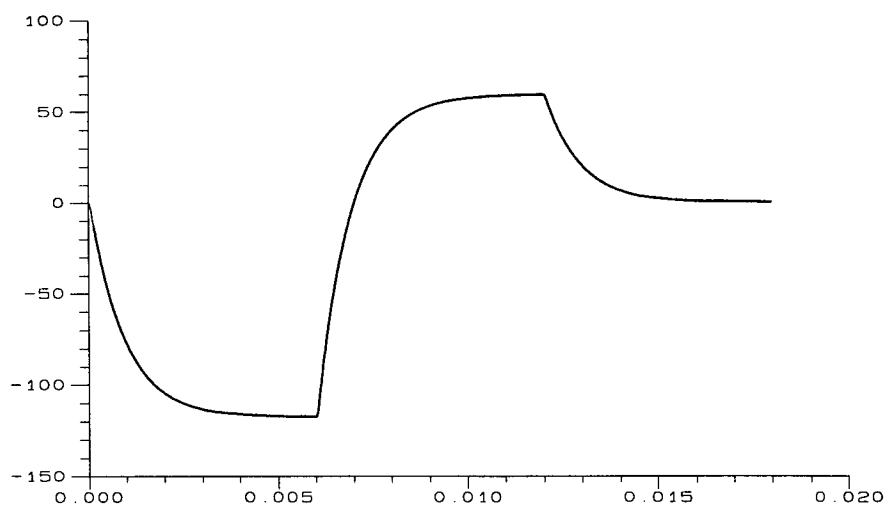


Fig. 2.21 - Forma da tensão na saída.

A Fig. 2.22 apresenta a representação paramétrica das variáveis de erro e sua derivada. Esta figura representa a composição dos sinais nos nós 34 e 35 sobre o Plano de Erro.

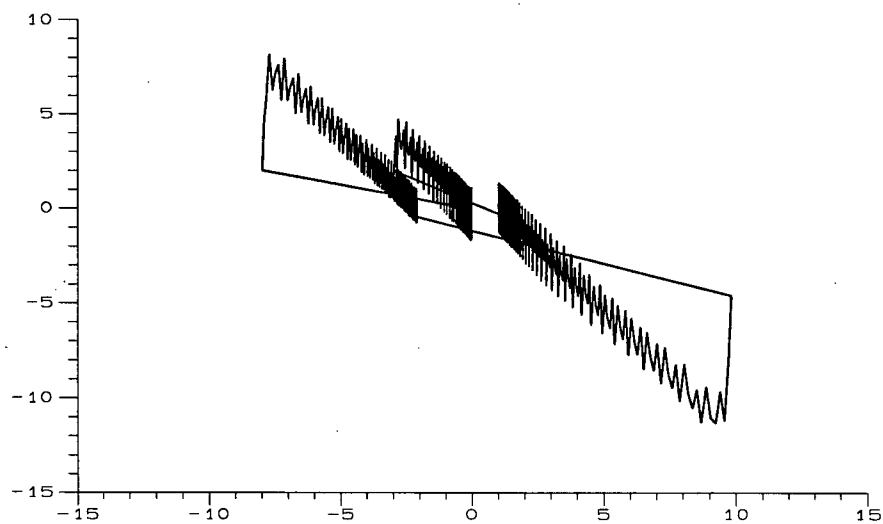


Fig. 2.22 - Trajetórias descrevendo o deslizamento.

2.4.2.2. RESPOSTA SENOIDAL

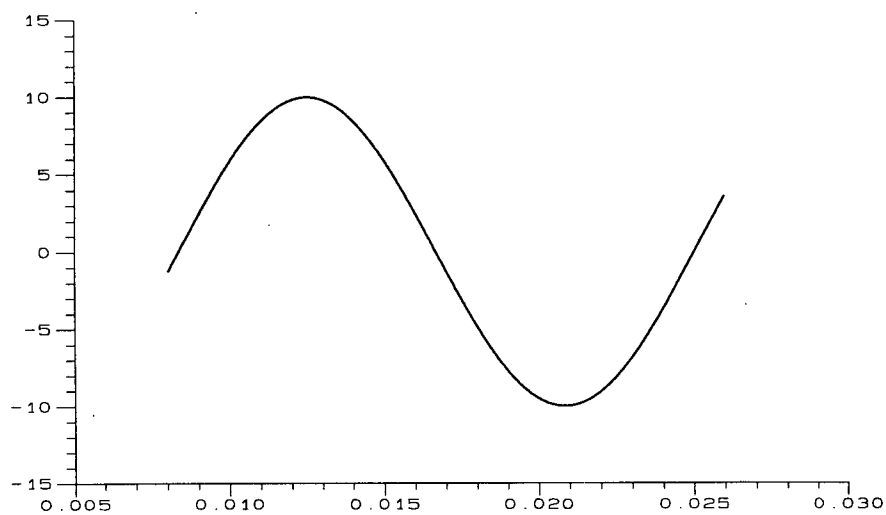


Fig. 2.23 - Sinal de referência.

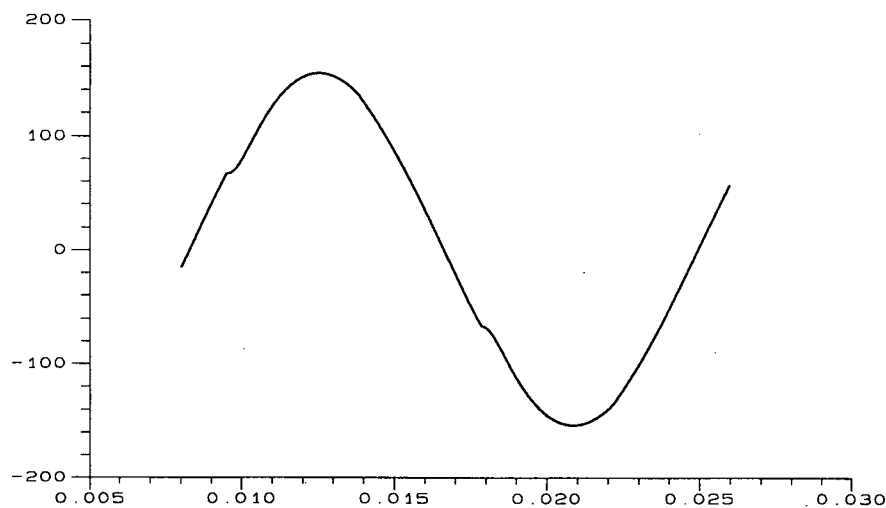


Fig. 2.24 - Forma da tensão na saída do inversor.

A Fig. 2.23 apresenta a forma de sinal de referencia senoidal aplicado no nó 22. A derivada deste sinal é cossenoidal e está aplicada no nó 24. A Fig. 2.24 apresenta a forma da tensão na saída do inversor quando submetido a uma carga não-linear.

Na Fig. 2.25 está representada a forma da tensão de controle no nó 44. Este sinal é comparado com o sinal de temporização para determinação do comando PWM.

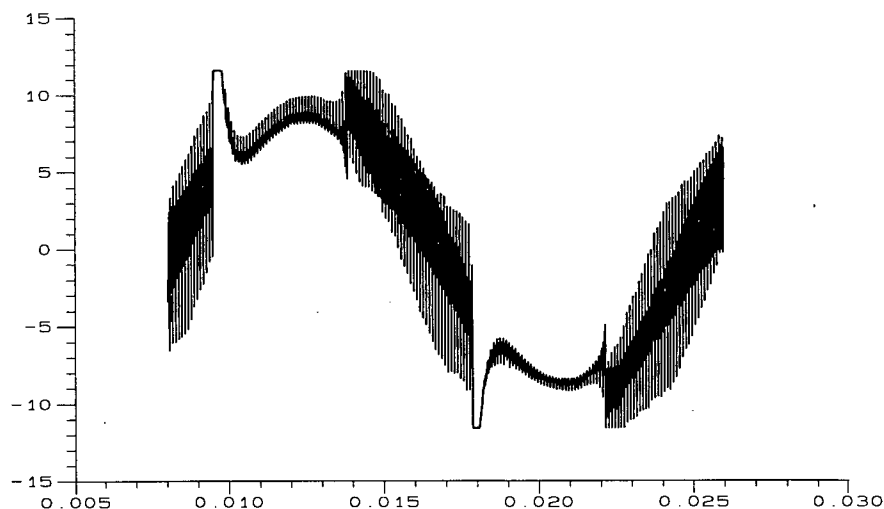


Fig. 2.25 - Sinal de controle.

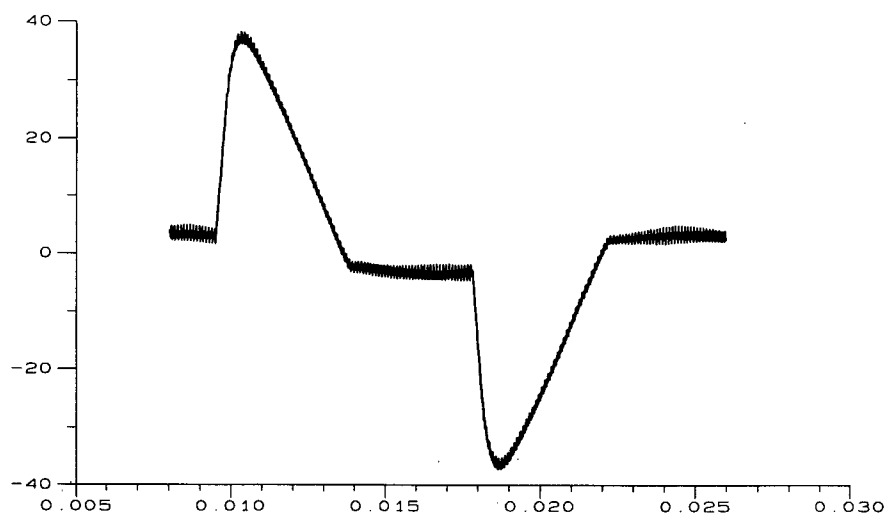


Fig. 2.26 - Forma da corrente no indutor da estrutura.

Na Fig. 2.26 está representada a forma da corrente na entrada do inversor. Esta corrente é a mesma que circula pelo indutor L da estrutura. Na Fig. 2.27 está representada a forma da corrente característica da carga não-linear. Este sinal resulta da soma das correntes nos elementos C_f e R no modelo de simulação

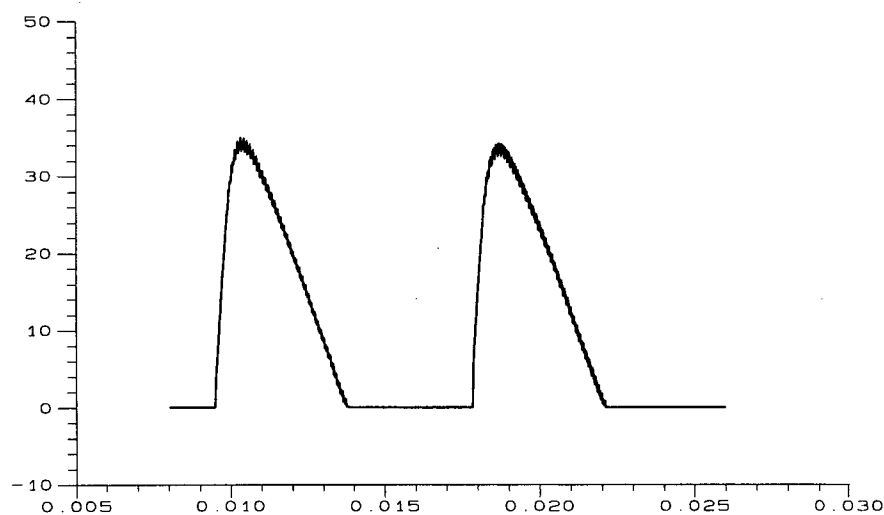


Fig. 2.27 - Forma da corrente na carga não-linear.

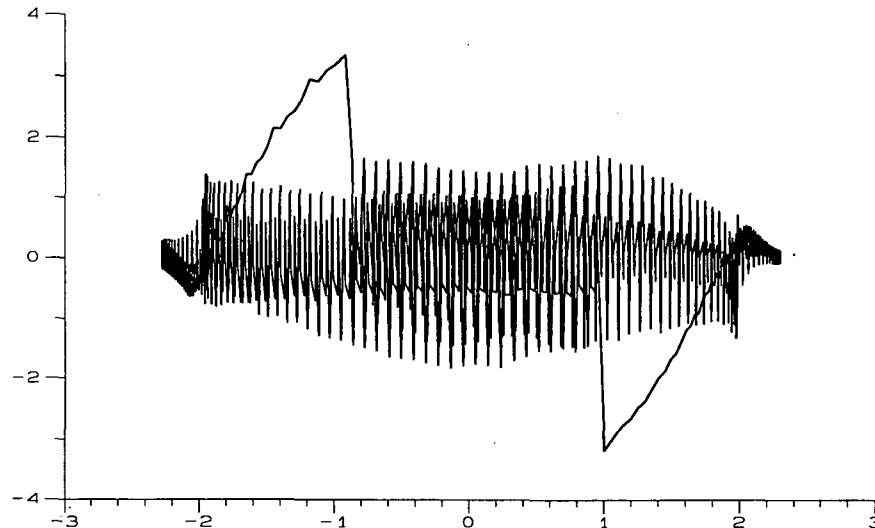


Fig. 2.28 - Trajetórias descrevendo o deslizamento.

A Fig. 2.28 apresenta a representação paramétrica das variáveis de erro e sua derivada. Esta figura representa a composição dos sinais nos nós 34 e 35 sobre o Plano de Erro.

2.5. CONCLUSÃO

Baseando-se nos resultados obtidos através das simulação numérica dos modelos experimentais das diferentes estruturas de controle, pode-se concluir que :

- Todas as estruturas propostas apresentaram-se perfeitamente adaptadas às respectivas características de operação descritas.
- O deslizamento pronunciou-se em resposta a perturbações tanto no sinal de referência quanto para as variações das características impostas pela carga não-linear.
- Cada uma das superfícies de deslizamento ficou perfeitamente caracterizada através das representações das trajetórias no plano de fase (Plano de Erro).

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DA IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE POR MODO DESLIZANTE OPERANDO EM FREQUÊNCIA FIXA

3.1 INTRODUÇÃO

Como está evidenciado nos capítulos anteriores, o tratamento apresentado sugere um novo enfoque para a análise clássica do controle por modo deslizante, caracterizando-o e formulando-o. Além disso, são apresentadas propostas para a implementação básica com tratamento direto sobre a superfície de controle.

Entretanto, a análise de estruturas capazes de implementar o controle por modo deslizante, segmenta o estudo ampliando horizontes para as diferentes técnicas, caracterizando cada qual de maneira a avaliar e associar as diferentes topologias às suas especificidades de operação.

De maneira a orientar a evolução deste trabalho, garantindo com isso a objetividade ao longo de seu desenvolvimento, é enfocada uma análise direcionada exclusivamente para a estrutura com características de operação em frequência fixa.

Esta orientação justifica-se através da afirmação de que em uma estrutura operando com frequência variável, todos os parâmetros estão intimamente relacionados e uma possível alteração qualquer que seja, por exemplo da carga, reflete-se em uma mudança da frequência de operação dos interruptores.

Assim sendo, a operação em frequência variável exige um compromisso de delimitação dos valores máximo e mínimo para a frequência de operação dos interruptores. Se por um lado no limite superior o compromisso relaciona-se com as características físicas dos interruptores, por outro lado no limite inferior o compromisso relaciona-se aos elementos magnéticos e ao ruído audível.

Ao contrário, neste modo de operação em frequência fixa, os parâmetros influenciam isoladamente no seu comportamento. Isto permite uma análise mais objetiva sobre as ponderações no dimensionamento de cada elemento para a obtenção do resultado final.

De qualquer forma, não são simplesmente estas limitações que preponderam na escolha desta ou daquela estrutura de controle. Os elementos das análises diferem completamente nos dois casos e, inclusive, conduzem a conclusões que poderão ser totalmente diferentes.

3.2. CONSIDERAÇÕES GERAIS

Na análise do controle por modo deslizante, as estruturas operando tanto em frequência variável quanto em frequência fixa são conceitualmente idênticas, diferindo apenas nos detalhes de implementação e no modo de operação da estrutura de controle.

Assim sendo, toda a análise desenvolvida no capítulo primeiro é geral e válida para qualquer um dos casos.

Convém ressaltar que o deslizamento somente se caracteriza de forma transitória, em resposta a perturbações no sistema. Caso contrário, ou seja, em regime permanente, a estrutura simplesmente compõe o sinal de controle a partir das referências, amostras e parâmetros de forma a reproduzir na saída o sinal desejado.

Nesta condição a operação do conversor é limitada em torno dos valores máximos para o erro e a sua derivada, restringindo a operação através de um ciclo limite caracterizado por dois únicos segmentos de trajetória, correspondentes a cada uma das duas estruturas possíveis do conversor.

3.3. ANÁLISE DA ESTRUTURA DE CONTROLE

Nos sistemas em que a referência varia dinamicamente com o tempo, como é o caso dos sinais senoidais, a operação em regime permanente resulta em que todos os sinais do controlador sejam também senoidais.

Os sinais relevantes para a definição da superfície de controle, fundamentalmente o erro e a sua derivada, são senoidais da mesma forma que os sinais que lhes dão origem. Assim, o erro definido como a subtração algébrica do sinal de referência e da amostra da saída deve ser senoidal e em fase. O mesmo acontecendo com a derivada do erro, ressaltando-se que a diferença entre as fases da referência e sua derivada é, para os sinais senoidais, sempre igual à quarta parte do período.

$$\phi_r - \phi_{\dot{r}} = \frac{\pi}{2} \quad (30)$$

Ao longo da análise descrita neste capítulo, considerar-se-á sempre o sinal de referência como referencial de fases.

A Fig. 3.1 representa em detalhes os blocos do controlador proposto. Distingue-se os blocos do sinal de controle $s(t)$ obtido como composição dos sinais provenientes de um ramo de tensão e outro em corrente. São apresentadas ainda as formas de onda dos sinais em cada uma das etapas do controlador.

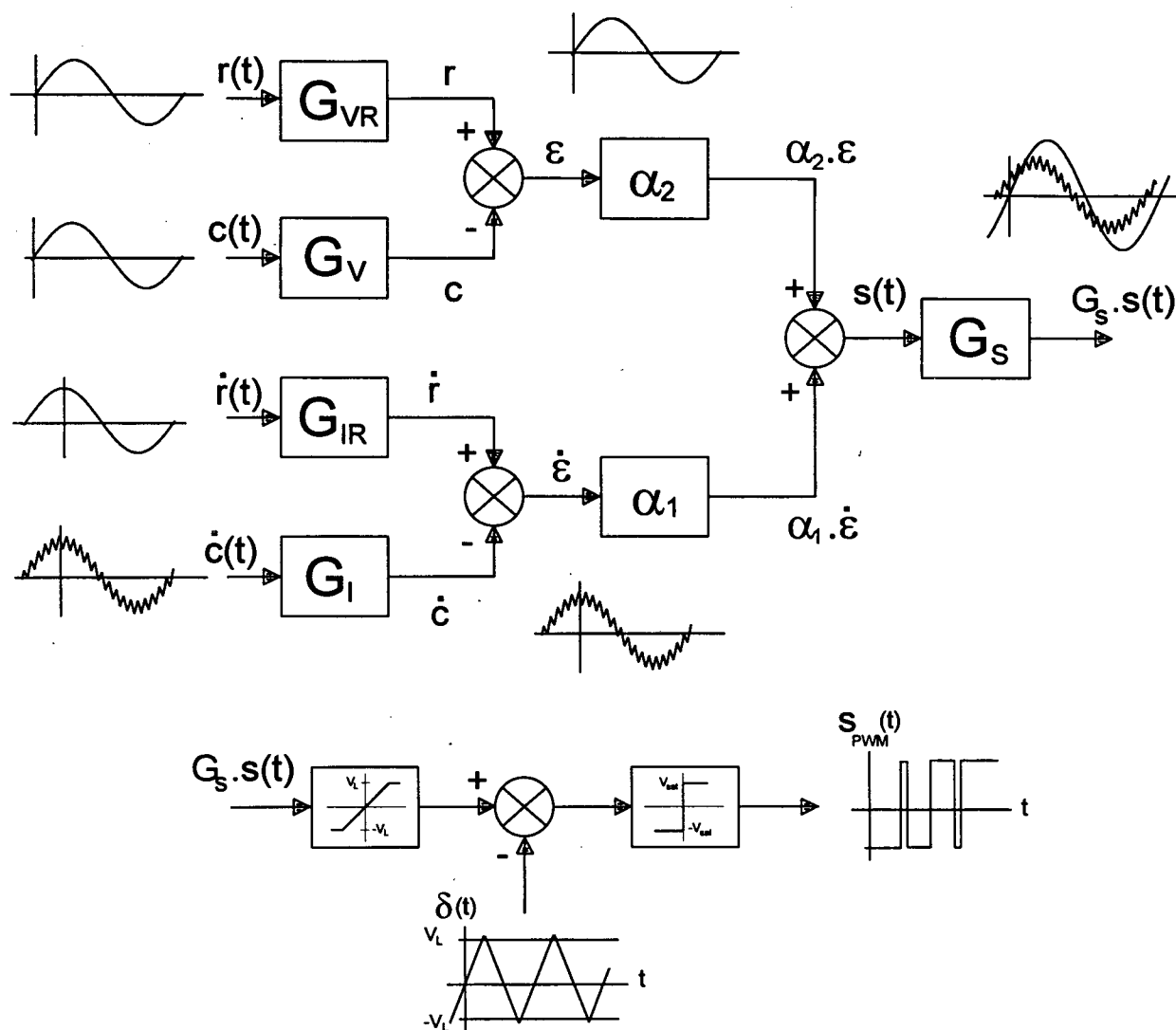


Fig. 3.1 - Estrutura de controle para operação em frequência fixa.

Na descrição do diagrama, cada bloco será detalhado de forma a explicitar sua influência na estrutura como um todo.

Os blocos de ganho G_V e G_{VR} adaptam os níveis de sinal provenientes da tensão de saída do conversor e da referência, compatibilizando-os com os níveis da implementação. O erro obtido como resultado do bloco somador terá preponderância na determinação da forma e nível do sinal da saída.

Ao longo do ramo de tensão, todos os sinais devem manter inalteradas suas fases em função das próprias características dos blocos contidos no ramo.

Os blocos de ganho G_I e G_{IR} são responsáveis pela adaptação de nível dos sinais provenientes da derivada da tensão de saída (corrente no capacitor da estrutura) e sua respectiva referência.

A forma do sinal da derivada da tensão de saída não é senoidal pura, mas sim resultado da composição de uma moduladora senoidal na frequência da referência como nível médio de uma portadora de alta frequência e baixa amplitude. A portadora é caracterizada pela variação da corrente no capacitor de saída do conversor, e sua frequência é a mesma da operação dos interruptores. A forma da portadora é bem próxima da triangular com simetria modulada dinamicamente pela variação da razão cíclica.

A amplitude do sinal de derivada de erro terá preponderância na definição de uma indesejável defasagem entre os sinais de referência e da saída do conversor. Os ganhos G_I e G_{IR} devem ser perfeitamente equalizados de maneira a garantir a não ocorrência desta anormalidade e assegurar os valores teóricos para as fases nos diferentes pontos do controlador.

Da mesma forma que o ramo de tensão, os blocos do ramo de corrente não devem introduzir defasagem nos sinais por eles processados.

Estabelecidos os sinais de erro e sua derivada, são aplicados a estes os ganhos correspondentes aos blocos α_2 e α_1 , respectivamente. A relação entre estes ganhos preponderam na caracterização da inclinação da superfície de controle, sendo que os critérios

para a sua determinação relevam as limitações da operação no modo deslizante descritas no item 1.7.

Observa-se ainda na Fig. 3.1 que a função de controle $s(t)$, definida como resultado do bloco somador, implementa e consolida a expressão anteriormente definida.

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

Do ponto de vista da análise senoidal, observa-se que a função de controle é também senoidal, obtida através da soma algébrica de duas outras funções senoidais de amplitudes distintas e defasadas entre si por um ângulo constante. Desta forma evidencia-se o fato de que os ganhos α_1 e α_2 quando adequadamente ponderados introduzem uma defasagem na função de controle, aproximando-a ou afastando-a (em fase) do sinal de saída do conversor. O ângulo de fase assim imposto pelas relações trigonométricas pode variar dentro das limitações dadas na expressão abaixo:

$$-\frac{\pi}{2} \leq \phi_s \leq 0 \quad (32)$$

Através da expressão acima pode-se concluir que qualquer que seja a ponderação de ganhos, resulta sempre uma função de controle adiantada com relação ao sinal de saída (ou da própria referência uma vez que estão em fase). Isto permite caracterizar o controle como preditivo através desta estrutura capaz de produzir uma defasagem adiantando o sinal resultante.

Observando o diagrama da estrutura, percebe-se que não existem blocos com quaisquer funções de transferência capazes de introduzir defasagem ao sistema. Sendo assim, qualquer

defasagem resultante é obtida exclusivamente através de ponderações e soma de sinais inerentes à própria estrutura. A análise da resposta em frequência mostra-se inclusive, totalmente desnecessária. Reafirma-se então a necessidade da utilização na implementação, de circuitos não susceptíveis à introdução de defasagens.

Voltando à análise da função de controle, observa-se que a estrutura será tanto mais preditiva quanto maior for a ponderação do sinal da derivada do erro e, conseqüentemente, quanto menor for a relação α_2 / α_1 , menor será a inclinação da superfície de controle.

Para o caso contrário, quanto maior for a ponderação da derivada do erro, tanto maior será a inclinação da superfície de controle e conseqüentemente o sistema será menos preditivo.

Analisando-se as avaliações anteriores pode-se afirmar que para operação fora dos limites impostos à ϕ_S pela Eq. (32) o controle deixa de ser preditivo e a estrutura toma-se instável, uma vez que a mesma não apresenta quaisquer elementos capazes de garantir outro modo de operação controlável.

O último bloco de ganho da estrutura está representado na Fig. 3.1 como G_S . Este ganho atua diretamente na função de controle $s(t)$, compensando os efeitos dos ramos de tensão e corrente, compatibilizando o seu valor com o próximo estágio. Este ganho não altera contudo, a inclinação da superfície de controle ou a dinâmica da estrutura.

Na saída deste bloco tem-se totalmente definida a forma final do sinal de controle. Na sua composição aparecem naturalmente a forma moduladora senoidal e a portadora triangular de alta frequência.

Na seqüência de blocos, o sinal de controle é limitado e comparado através de um somador com o sinal de temporização $\delta(t)$. Este sinal por sua vez tem a forma triangular simétrica, com amplitude constante ligeiramente maior que o valor de limitação do bloco anterior e frequência igual a de operação dos interruptores.

O resultado do bloco somador é aplicado a um bloco de ganho infinito e limitação por saturação, caracterizando assim a ação comparadora. Finalmente, após todo o processamento descrito, resulta um sinal modulador por largura de pulso (PWM), adequadamente adaptado ao comando dos interruptores.

À princípio, o ganho do bloco G_S deveria ser bastante elevado, haja visto que quanto maior for o ganho resultante através do ramo de tensão ($\alpha_2 \cdot G_S$), menor será o erro estacionário. Entretanto, a portadora triangular introduzida pelo ramo de corrente, impõe grandes limitações na definição do valor de G_S .

Direcionando a análise para o ramo de corrente, verifica-se que as derivadas das rampas na portadora triangular são tão maiores quanto maior for o ganho total acumulado através do ramo ($\alpha_1 \cdot G_S$). O valor máximo da derivada deste sinal não deve ultrapassar o valor da derivada do sinal temporizador.

Caso o valor máximo da derivada da portadora ultrapasse a derivada do sinal temporizador, o controle perde a ação limitadora sobre a operação dos interruptores e estes passam a ser comandados além de suas limitações físicas e com frequência muito mais elevada que em operação normal.

Duas são as maneiras para contornar este problema de limitação de derivadas sem contudo comprometer as relações de ganho:

- Aumentando-se o valor do indutor L resulta em uma diminuição natural de todas as derivadas de corrente na estrutura e conseqüentemente reduz a máxima derivada da portadora. Esta solução traz consigo a inconveniente redução do desempenho da dinâmica da estrutura em resposta a perturbações no sinal de saída do conversor.

- Por outro lado, o aumento da frequência de operação aumenta a derivada do sinal de temporização possibilitando a manutenção do valor do indutor. Esta solução mantém inalterado o

desempenho da dinâmica da estrutura. Entretanto, a máxima frequência de operação fica limitada pelas características físicas dos interruptores.

3.4. CONCLUSÕES

Fundamentando-se a análise desenvolvida sobre os principais aspectos da estrutura proposta, pode-se afirmar como conclusão que:

- O projeto e desenvolvimento desta estrutura não é algo que se possa simplesmente expressar através de uma formulação orientada.
- Os principais parâmetros da estrutura podem ser inicialmente estimados e posteriormente adaptados ao melhor desempenho da estrutura face as características do projeto.
- A dinâmica da estrutura está diretamente relacionada com o indutor L que, por sua vez, está relacionado com a frequência de operação dos interruptores.
- A descrição das limitações e das condições de operação elucidam a fundamentação conceitual orientando o projetista para compor e extrair o melhor desempenho do projeto.

CAPÍTULO 4

METODOLOGIA DE PROJETO E SIMULAÇÃO

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentadas as orientações para a determinação dos valores dos principais parâmetros da estrutura.

A flexibilidade existente para alteração destes parâmetros, orientada através da elucidação de sua influência no contexto da estrutura, conduz o projetista a extrair o melhor desempenho adaptado às características do projeto.

4.2. DETERMINAÇÃO DOS GANHOS

A determinação dos valores dos ganhos é, a princípio, uma tarefa criteriosa que envolve a avaliação detalhada da estrutura. A definição da inclinação da superfície de controle, por exemplo, apesar de ser um importante denominador para a definição das características de operação, pode estar comprometida por limitações impostas na implementação. Assim sendo, a condição ideal de operação deixa de ser o resultado da análise teórica e assume uma identidade de acordo com a interpretação do projetista.

Alguns dos ganhos podem ser alterados aos pares sem contudo modificar as características de operação. As relações dadas pelas Eqs. (33) e (34), por exemplo, mantidas constantes, não alteram a operação, independentemente dos valores individuais que cada ganho possa assumir.

$$G_I \cdot \alpha_1 \quad (33)$$

$$G_V \cdot \alpha_2 \quad (34)$$

Já as relações dadas pela Eqs. (35) e (36) quando alteradas em conjunto e mantendo-se as relações entre os produtos da Eq. (37), introduzem características consideráveis e merecem atenção particular no desenvolvimento do projeto.

$$G_S \cdot G_I \quad (35)$$

$$G_S \cdot G_V \quad (36)$$

$$\frac{G_S \cdot G_V}{G_S \cdot G_I} = \frac{G_V}{G_i} = cte \quad (37)$$

Na implementação prática dos blocos, muitos dos circuitos capazes de caracterizá-los possuem grandes restrições de utilização principalmente com relação a resposta de ganho e fase quando operando em frequências elevadas. Uma outra característica impõe limitações a grandes derivadas de tensão, distorcendo totalmente o sinal.

De maneira geral, a utilização de tais circuitos na implementação da estrutura proposta está restrita a ganhos em tensão não superiores a 20dB por bloco. Esta restrição é principalmente aplicada ao ramo de corrente onde as frequências são mais elevadas.

4.3. FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO

A frequência de operação dos interruptores f_{ch} é definida e limitada exclusivamente pelas suas características físicas de chaveamento. A partir desta especificação avalia-se o ramo de corrente para a determinação do ganho acumulado ao longo do mesmo. A Fig. 4.1 ilustra o segmento da estrutura relativo ao ramo e o ganho acumulado total associado é expresso na Eq. (38).

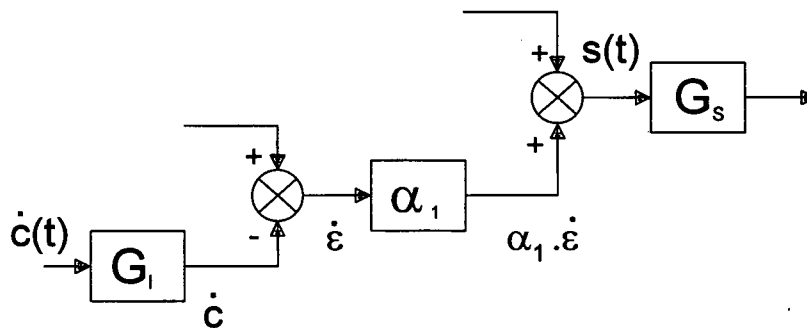


Fig. 4.1 - Ramo de corrente do controlador.

$$G_{I_{total}} = G_I \cdot \alpha_1 \cdot G_S \quad (38)$$

Esta relação de ganhos é utilizada em conjunto com o valor da derivada da rampa de sinal de temporização afim de determinar a máxima derivada de corrente admissível no indutor.

Para a obtenção do valor da derivada do sinal de temporização relaciona-se na forma de uma razão a máxima amplitude do sinal (pico-a-pico) e o valor do semi-período para a frequência de comutação dos interruptores. A Fig. 4.2 ilustra o sinal de temporização e a relação desejada é expressa na Eq. (39).

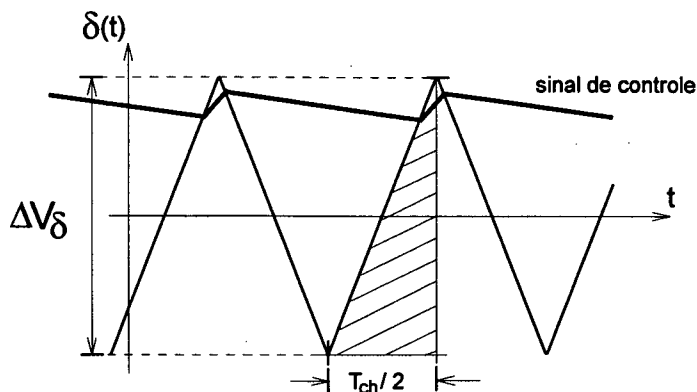


Fig. 4.2 - Função de temporização.

$$\frac{\Delta V_{\delta}}{\Delta t} = \Delta V_{\delta} \cdot \frac{2}{T_{ch}} = 2 \cdot f_{ch} \cdot \Delta V_{\delta} \quad (39)$$

Desta forma, obtém-se através do desenvolvimento da expressão acima, o valor da máxima derivada de corrente no indutor L.

$$\frac{\Delta i_{L \max}}{\Delta t} = \frac{\Delta V_{\delta}}{\Delta t}$$

$$\frac{\Delta i_{L \max}}{\Delta t} = \frac{2 \cdot \Delta V_{\delta} \cdot f_{ch}}{G_{I \text{ total}}} = \frac{2 \cdot \Delta V_{\delta} \cdot f_{ch}}{G_I \cdot \alpha_1 \cdot G_S} \quad (40)$$

Observa-se na expressão anterior que o ganho G_I é definido como um ganho de transcondutância e possui o dimensional de resistência ôhmica.

4.4. DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

A análise simplificada da influência do indutor sobre o funcionamento do conversor define-o como um elemento limitador de corrente. Naturalmente nenhuma derivada de corrente durante a operação em regime pode exceder a máxima derivada do próprio indutor L .

O critério básico para determinação do valor do indutor considera a característica dinâmica do conversor como principal parâmetro de análise. Definindo esta característica como a capacidade do conversor em resposta a uma derivada de corrente na carga pode-se expressar :

$$D \cong \frac{\Delta I_{CARGA}}{\Delta t} \quad (41)$$

Considerando-se que a dinâmica do conversor está associada a um dos limites de razão cíclica pode-se desenvolver :

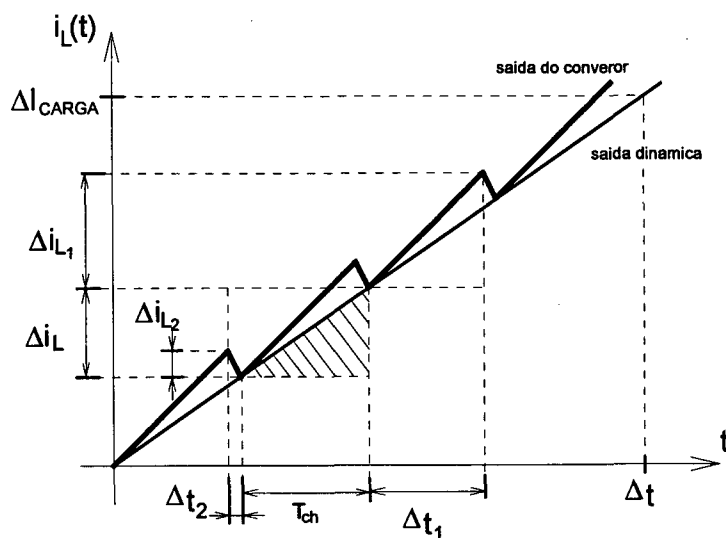


Fig. 4.3 - Dinâmica do Conversor

$$\Delta i_{L1} = \frac{E - V_{CD}}{L} \cdot \Delta t_1 \quad ; \quad \Delta t_1 = d_{\max} \cdot T_{ch}$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{E + V_{CD}}{L} \cdot \Delta t_2 \quad ; \quad \Delta t_2 = d_{\min} \cdot T_{ch}$$

$$\Delta i_L = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2}$$

generalizando :

$$\frac{\Delta i_L}{T_{ch}} = \frac{\Delta I_{CARGA}}{\Delta t}$$

desenvolvendo :

$$D \hat{=} \frac{\Delta I_{CARGA}}{\Delta t} = \frac{E - V_{CD}}{L} \cdot d_{\max} - \frac{E + V_{CD}}{L} \cdot d_{\min}$$

$$D \hat{=} \frac{1}{L} \cdot [E \cdot (d_{\max} - d_{\min}) - V_{CD}] \quad (42)$$

A expressão revela o compromisso entre a dinâmica do conversor associada a tensão de entrada e ao valor da indutância. Sendo assim tais parâmetros devem ser cuidadosamente escolhidos observando-se as limitações de implementação. Ainda nesta expressão encontra-se a variável V_{CD} como parâmetro auxiliar. Este valor de tensão no capacitor deve ser escolhido

como o ponto de referência no cálculo da dinâmica do conversor, isto é, qual valor de tensão deve possuir a saída do inversor no instante da máxima solicitação de corrente na carga.

Outra consideração que deve ser feita na escolha do valor do indutor, relaciona a máxima derivada de corrente sobre este elemento com o ganho do ramo de corrente do controlador.

Considerando que a máxima derivada de corrente neste elemento ocorra no exato instante que lhe é aplicada a maior diferença de potencial, pode-se expressar:

$$\frac{\Delta i_{L\max}}{\Delta t} = \frac{E + V_{C\max}}{L} \quad (43)$$

Voltando à expressão dada na Eq.(40) :

$$\frac{\Delta i_{L\max}}{\Delta t} = \frac{2 \cdot \Delta V_{\delta} \cdot f_{ch}}{G_{I\text{total}}} = \frac{E + V_{C\max}}{L}$$

desenvolvendo

$$L = \frac{G_{I\text{total}}}{2 \cdot \Delta V_{\delta} \cdot f_{ch}} \cdot (E + V_{C\max}) \quad (44)$$

Esta expressão considera o conversor operando a vazio, pois neste caso a corrente que circula no indutor é a mesma que no capacitor e conseqüentemente a mesma derivada.

4.5. DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR

O dimensionamento do capacitor é obtido através de critérios analisados de forma direta ou interativa até a obtenção de um valor adequado ao projeto. O valor final do capacitor não é crítico sendo sua tolerância bastante grande.

Idealmente seria interessante que o capacitor possuísse um valor elevado de maneira a minimizar a ondulação na forma de onda da tensão da saída. Entretanto, quanto maior for o valor do capacitor, maior será o nível de potência reativa que circula pelo conversor.

Esta afirmação se justifica pela própria análise senoidal de circuitos aplicada ao elemento reativo na frequência do sinal de referência. Equacionando,

$$f_r = 60 \text{ (Hz)}$$

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{V}_C}{Z} = j \cdot \omega \cdot C \cdot \dot{V}_C$$

$$\dot{Q}_C = \frac{|V_C|^2}{Z} = j \cdot \omega \cdot C \cdot |V_C|^2 \quad (45)$$

Como toda a corrente que circula pelo capacitor também circula pelos interruptores, torna-se imprescindível limita-la a uma fração da potência total processada pelo conversor.

O segundo critério para dimensionamento do capacitor relaciona-se com as características das trajetórias no plano de fase através da expressão:

$$K_f = \frac{1}{4 \cdot Z^2} \cdot \frac{L}{C} \quad \text{onde} \quad K_f \ll 1 \quad (46)$$

4.6. DEFINIÇÃO DA INCLINAÇÃO DA SUPERFÍCIE DE CONTROLE

A determinação da inclinação da superfície de controle deve considerar a análise do comportamento das trajetórias no plano de fase, como descrito no capítulo primeiro. Esta afirmação embora correta é estritamente teórica e quando aplicada adequadamente garante a operação em modo deslizante sob quaisquer circunstâncias.

É evidente que não existe uma inclinação generalizadamente ótima. Diferentes inclinações adaptam-se melhor aos diferentes modos de operação, sejam estes degraus transitórios ou mesmo senoidais.

Uma perfeita especificação do comportamento do conversor, analisando as características de carga e limitando as possíveis perturbações, fundamentam a análise para a escolha de uma inclinação idealmente adaptada.

De outra forma, a apresentação de um método geométrico simplificado para a determinação desta inclinação é extremamente interessante partindo do pressuposto que este garanta o funcionamento correto da estrutura. Muito embora a aplicação deste método simplificado não caracterize o desempenho idealizado do controle, muitos outros elementos tem também seu desempenho limitado pelas próprias características de implementação.

Baseado em experimentações, este método empírico consiste na determinação dos valores limites de tensão e corrente em um circuito ressonante LC série com os mesmos parâmetros do conversor. A este circuito é aplicado um degrau de tensão contínua e a evolução das suas variáveis de estado é representada no plano de fase. A Fig. 4.4 ilustra o circuito proposto.

As variáveis de estado deste circuito são senoidais puras e sua trajetória é composta no plano de fase apresentando uma forma elíptica. A Fig. 4.5 ilustra a representação proposta.

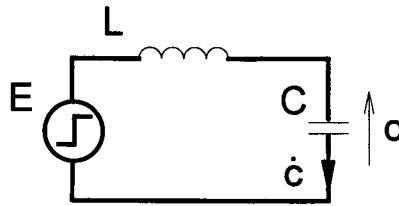


Fig. 4.4 - Circuito ressonante LC série

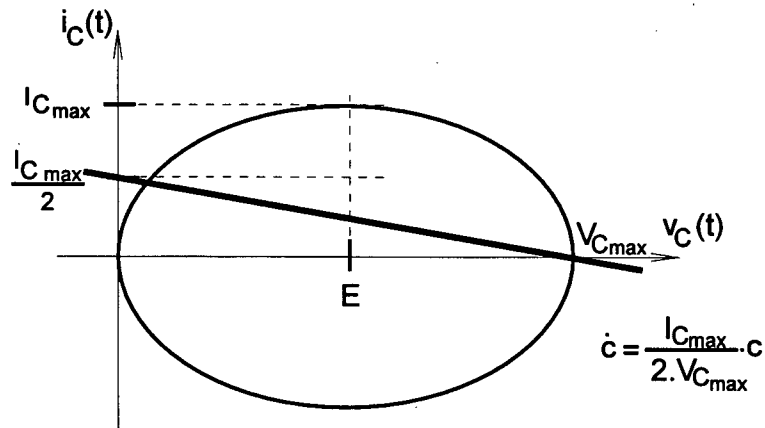


Fig. 4.5 - Trajetórias no plano de fase

Ao unirem-se os pontos de tensão e corrente através de uma reta, obtém-se o coeficiente angular da superfície de controle e conseqüentemente as relações de ganho dos ramos de tensão e corrente. Determinando-se a equação da reta assim definida e igualando-a à expressão da superfície no plano de erro obtém-se:

$$\dot{c} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{C_{\max}}}{V_{C_{\max}}} \cdot c \quad (48)$$

$$\dot{\varepsilon} = \frac{G_V \cdot \alpha_2}{G_I \cdot \alpha_1} \cdot \varepsilon$$

$$\frac{\dot{c}}{c} \hat{=} \frac{\dot{\varepsilon}}{\varepsilon} \quad (49)$$

$$\frac{G_V \cdot \alpha_2}{G_I \cdot \alpha_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{C \max}}{V_{C \max}} \quad (50)$$

A expressão resultante é utilizada em conjunto com os desenvolvimentos anteriores para orientar a definição dos valores dos ganhos e fechar o dimensionamento do conversor como um todo.

4.7. EXEMPLO DE PROJETO

Para o dimensionamento do conversor são apresentadas as principais características e os correspondentes valores como especificação. Todos estes valores são típicos para processamento de energia na faixa de potência de 1 kVA.

A dinâmica do conversor é especificada como a capacidade de resposta à corrente de pico na carga (I_{PK}) em um intervalo de tempo aproximadamente igual a centésima parte do período do sinal na saída do conversor.

4.7.1. ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

Tensão de Entrada	$E = 200 \text{ (V)}$
Tensão de Saída	$V_o = 110 \text{ (Vef)}$
Carga Máxima	$R_o = 11 \text{ (\Omega)}$
Corrente de Saída	$I_o = 10 \text{ (Vef)}$
Corrente de Pico na Saída	$I_{pk} = 20 \text{ (A)}$
Fator de Crista da Corrente	$f_k = 2$
Frequência de Saída	$f = 60 \text{ (Hz)}$
Frequência de Chaveamento	$f_{ch} = 20,0 \text{ (kHz)}$
Dinâmica do Conversor	$D = 0,04 \text{ (A/\mu s)}$
Limitações de Razão Cíclica	$d_{min} - d_{max} = 0,10 - 0,80$

4.7.2. DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

$$D \hat{=} \frac{\Delta I_{CARGA}}{\Delta t} = 0,04 \cdot 10^6 \text{ (A / s)}$$

$$D \hat{=} \frac{1}{L} \cdot [E \cdot (d_{max} - d_{min}) - V_{CD}]$$

$$L = \frac{1}{D} \cdot [E \cdot (d_{max} - d_{min}) - V_{CD}] = \frac{10^{-6}}{0,04} \cdot [200 \cdot (0,8 - 0,1) - 110] = 1,25 \cdot 10^{-3}$$

$$L = 1,25 \text{ (mH)} \quad \text{(calculado)}$$

$$L = 1,5 \text{ (mH)} \quad \text{(empregado)}$$

4.7.3. DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR

$$K_f = \frac{1}{20} \quad \text{(adotado)}$$

$$C = \frac{1}{4 \cdot Z^2} \cdot \frac{L}{K_f} = \frac{1}{4 \cdot 11^2} \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{20}{1} = 61,98 \cdot 10^{-6}$$

$$C = 61,98 \text{ (}\mu F\text{)} \quad \text{(calculado)}$$

$$C = 60 \text{ (}\mu F\text{)} \quad \text{(empregado)}$$

$$\dot{Q}_c = \frac{|V_c|^2}{Z} = j \cdot \omega \cdot C \cdot |V_c|^2 = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 60 \cdot 10^{-6} \cdot 110^2 = 273,8$$

$$|\dot{Q}_c| = 273,8 \quad \text{(VAR)}$$

4.7.4. CARACTERIZAÇÃO DA SUPERFÍCIE DE CONTROLE

$$E = 200 \text{ (V)}$$

$$L = 1,5 \text{ (mH)} \text{ e } C = 60 \text{ (}\mu\text{F)}$$

$$V_{\max} = 400 \text{ (V)} \text{ e } I_{\max} = 40 \text{ (A)}$$

$$\frac{G_V \cdot \alpha_2}{G_I \cdot \alpha_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{\max}}{V_{\max}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{40}{400}$$

4.7.5. LIMITAÇÃO DE GANHO NO RAMO DE CORRENTE

$$\frac{\Delta i_{L\max}}{\Delta t} = \frac{2 \cdot \Delta V_{\delta} \cdot f_{ch}}{G_{\text{total}}} = \frac{E + V_{C\max}}{L}$$

$$G_{\text{total}} = \frac{2 \cdot \Delta V_{\delta} \cdot f_{ch}}{(E + V_{C\max})} \cdot L = \frac{2 \cdot 30 \cdot 20 \cdot 10^3}{(200 + 160)} \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 5$$

$$G_{\text{total}} = 5$$

4.7.6. DEFINIÇÃO DOS GANHOS DA ESTRUTURA

$$G_{total} = G_I \cdot \alpha_1 \cdot G_S = 5$$

$$G_I = 1 \quad (V / A) \quad \text{(adotado)}$$

$$\alpha_1 = 1 \quad \text{(adotado)}$$

$$G_S = 4 \quad \text{(adotado)}$$

$$G_{Vtotal} = G_V \cdot \alpha_2 \cdot G_S$$

$$\frac{G_V \cdot \alpha_2}{G_I \cdot \alpha_1} = \frac{G_V \cdot \alpha_2}{1} = \frac{40}{800} = \frac{1}{20}$$

$$G_V \cdot \alpha_2 = \frac{1}{20}$$

$$G_V = \frac{1}{20} \quad \text{(adotado)}$$

$$\alpha_2 = 1 \quad \text{(adotado)}$$

4.8. SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para a avaliação inicial do projeto orientado anteriormente, é elaborado um modelo experimental cuja análise é realizada através de simulação numérica. O modelo composto para a simulação é baseado em macro-modelos correspondentes às características dos circuitos a serem utilizados na implementação prática.

Através deste nível de detalhamento dos elementos componentes do conversor, torna-se possível a minimização dos problemas e a melhor adaptação das características de implementação.

As Figs. 4.6 e 4.7 ilustram os diagramas elétricos do modelo experimental proposto, onde os macro-modelos dão correspondência aos códigos dos circuitos reais. São destacados ainda os nós de orientação e os elementos auxiliares.

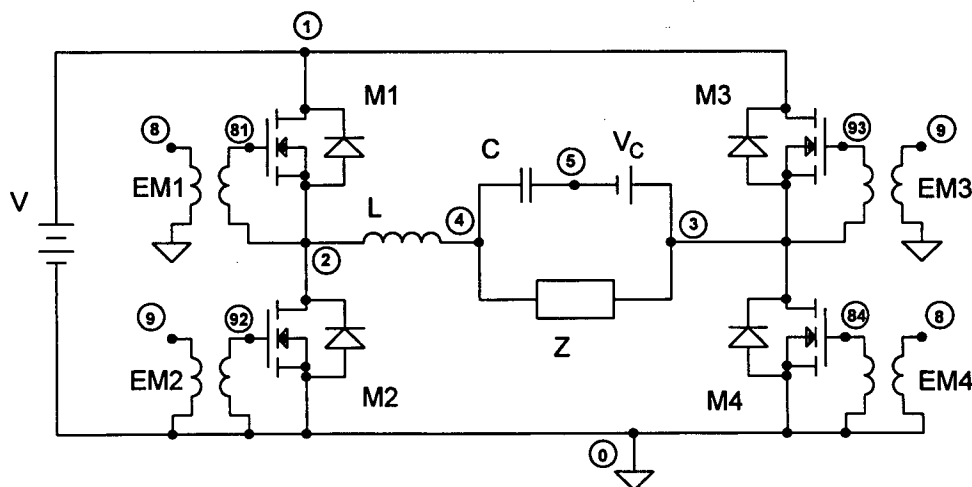


Fig. 4.6 - Modelo da ponte de interruptores.

A listagem fonte da simulação está orientada de acordo com o diagrama elétrico e é apresentada como ANEXO 4 no final do trabalho.

Como resultado da simulação são apresentadas as formas de onda dos sinais das principais características do conversor. Na seqüência as Figs. 4.8 a 4.12 ilustram os resultados obtidos.

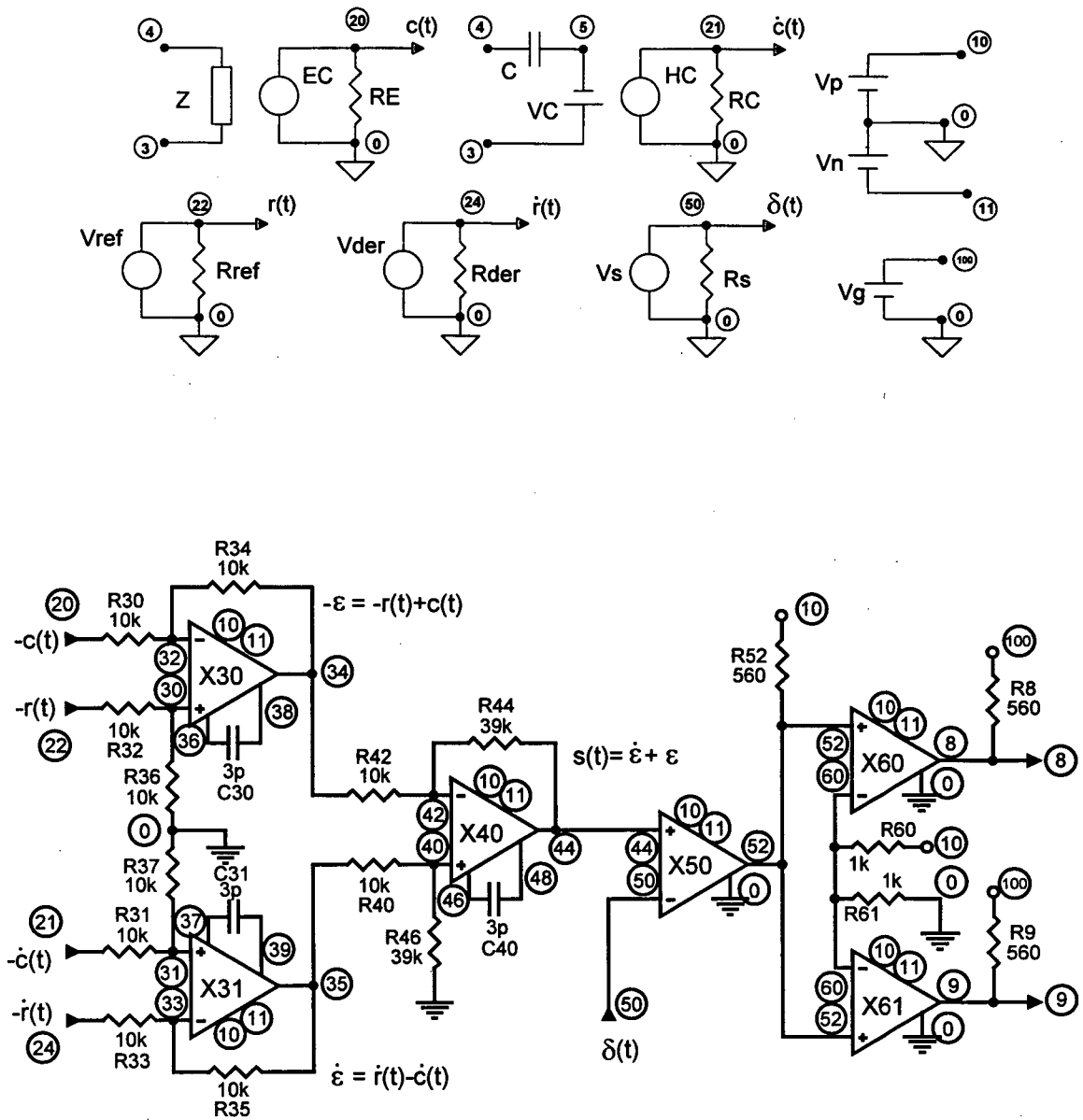


Fig. 4.7 - Modelos para as fontes de sinais de controle e modelo da estrutura para operação em frequência fixa.

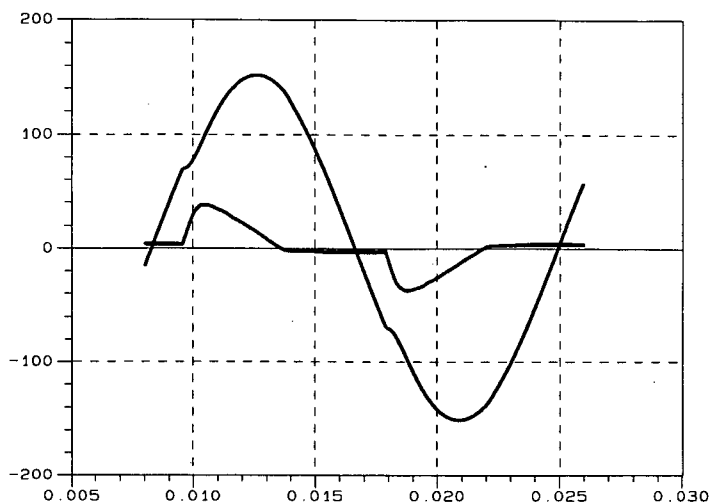


Fig. 4.8 - Tensão na saída do conversor e corrente no indutor da estrutura

A Fig. 4.8 representa o resultado da simulação numérica dos sinais de tensão na saída do inversor e da corrente no indutor da estrutura. A tensão é tomada entre os nós 3 e 4 e a corrente é obtida diretamente do elemento indutivo. A Fig. 4.9 representa as formas retificadas de tensão e corrente da carga. A corrente de carga é obtida pela soma das correntes nos elementos Cf e R.

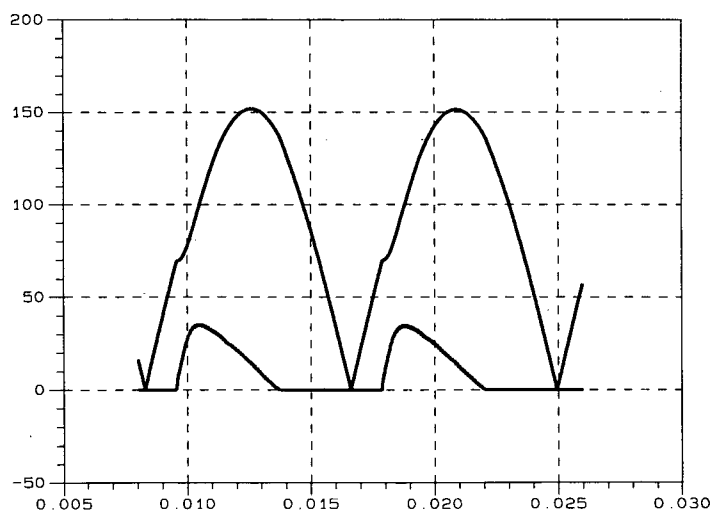


Fig. 4.9 - Modulo da tensão na saída do conversor e corrente na carga não-linear

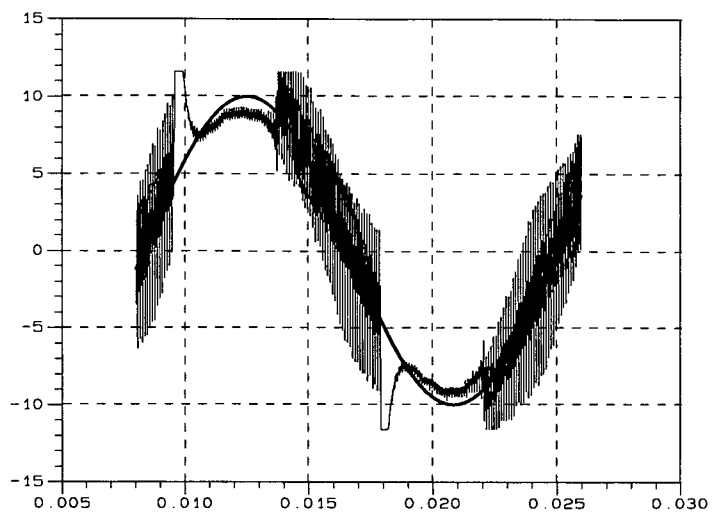


Fig. 4.10 - Tensão de referência do conversor e sinal de controle

A Fig. 4.10 apresenta as forma de tensão de referencia e o sinal de controle da estrutura. Estes sinais correspondem aos nós 22 e 44 no modelo de simulação. A Fig. 4.11 representa a composição paramétrica dos sinais de erro e sua derivada no Plano de Erro. Estes sinais correspondem ao nós 34 e 35 no modelo simulado.

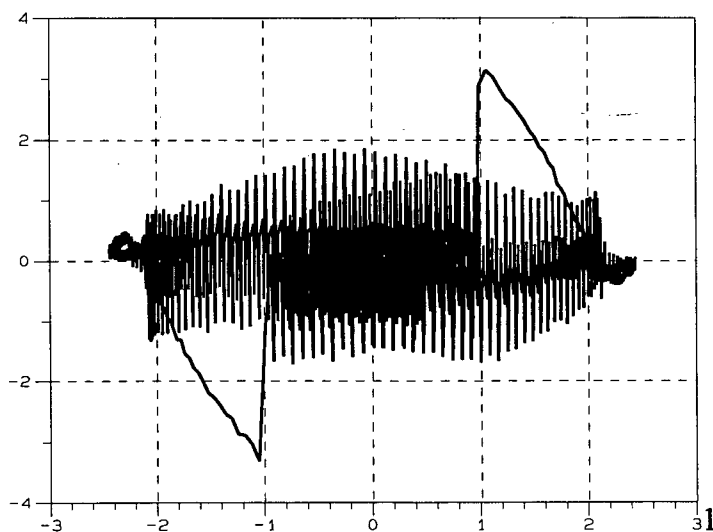


Fig. 4.11 - Trajetórias de deslizamento no plano de erro.

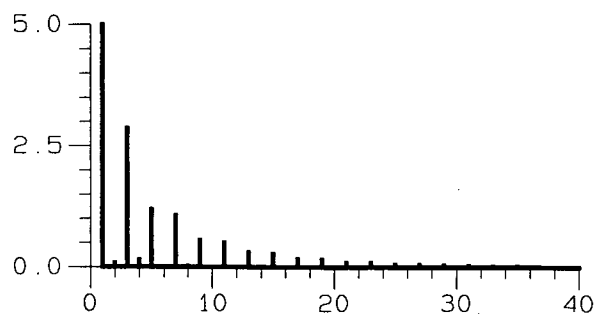


Fig. 4.12 - a) Análise harmônica do sinal na saída (detalhe)
(THD% < 3.0 %).

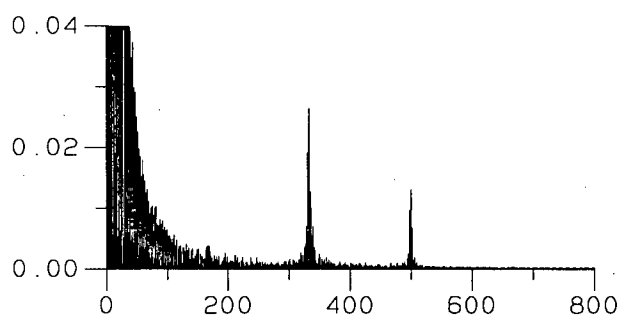


Fig. 4.12 - b) Análise harmônica do sinal na saída (espectro).

A Fig. 4.12 representa a composição harmônica do sinal de tensão na saída do inversor. Na Fig. 4.12 a) são apresentados os detalhes do espectro para baixas frequências correspondente ao sinal de saída (60 Hz). Na Fig. 4.12 b) são apresentados os detalhes do espectro para altas frequência correspondentes ao sinal de temporização (20 kHz).

4.9. CONCLUSÕES

Baseando-se nos resultados obtidos com a simulação numérica do modelo experimental, pode-se concluir que:

- A orientação estimativa permite uma determinação bastante aproximada do resultado final, verificada através da comparação dos valores calculados com os resultados da simulação.

- A simulação através de macro-modelos introduz uma segurança adicional na implementação do conversor.

- Através das formas apresentadas na Fig. 4.10, observa-se a característica preditiva da estrutura identificando-se o sinal de controle adiantado em relação ao sinal de saída.

- Através da Fig. 4.11 observa-se a característica das trajetórias do ciclo limite evoluindo no plano de erro. Destaca-se ainda nesta figura, o deslizamento provocado pela perturbação na carga.

- A análise harmônica realizada no sinal de tensão de saída revela o baixo nível de distorção total, bastante inferior aos padrões normativos. Os níveis individuais dos componentes harmônicos são também bastante reduzidos, inclusive os componentes de alta frequência na ordem de grandeza da frequência de chaveamento.

O exemplo de implementação revela a simplicidade da aplicação da metodologia para análise por simulação.

- O desempenho apresentado na simulação revela como principal vantagem da estrutura a relação existente entre o elevado grau de sofisticação quando comparado com a facilidade de implementação.

CAPÍTULO 5

IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS PRÁTICOS

5.1. INTRODUÇÃO

A implementação do conversor está organizada através da arquitetura funcional representada na Fig. 5.1. Cada bloco deste diagrama realiza uma tarefa estanque, ou seja, independente dos demais. Com esta organização pode-se avaliar individualmente o desempenho de cada elemento facilitando a sua combinação na obtenção do resultado final.

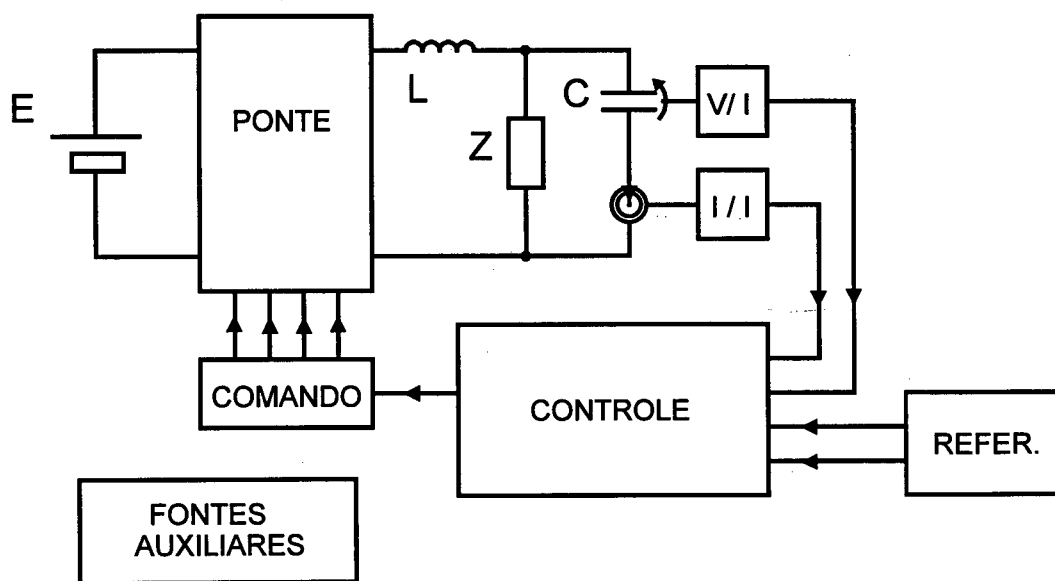


Fig. 5.1 - Arquitetura do conversor.

Os circuitos para implementação de cada bloco são apresentados na seqüência com a descrição específica e detalhes das principais características.

5.2. PONTE DE INTERRUPTORES

A ponte de interruptores, responsável pela implementação das possíveis estruturas do conversor é composta por quatro transistores de potência com tecnologia MOSFET (APT-4020), cujos diodos intrínsecos são também aproveitados na implementação.

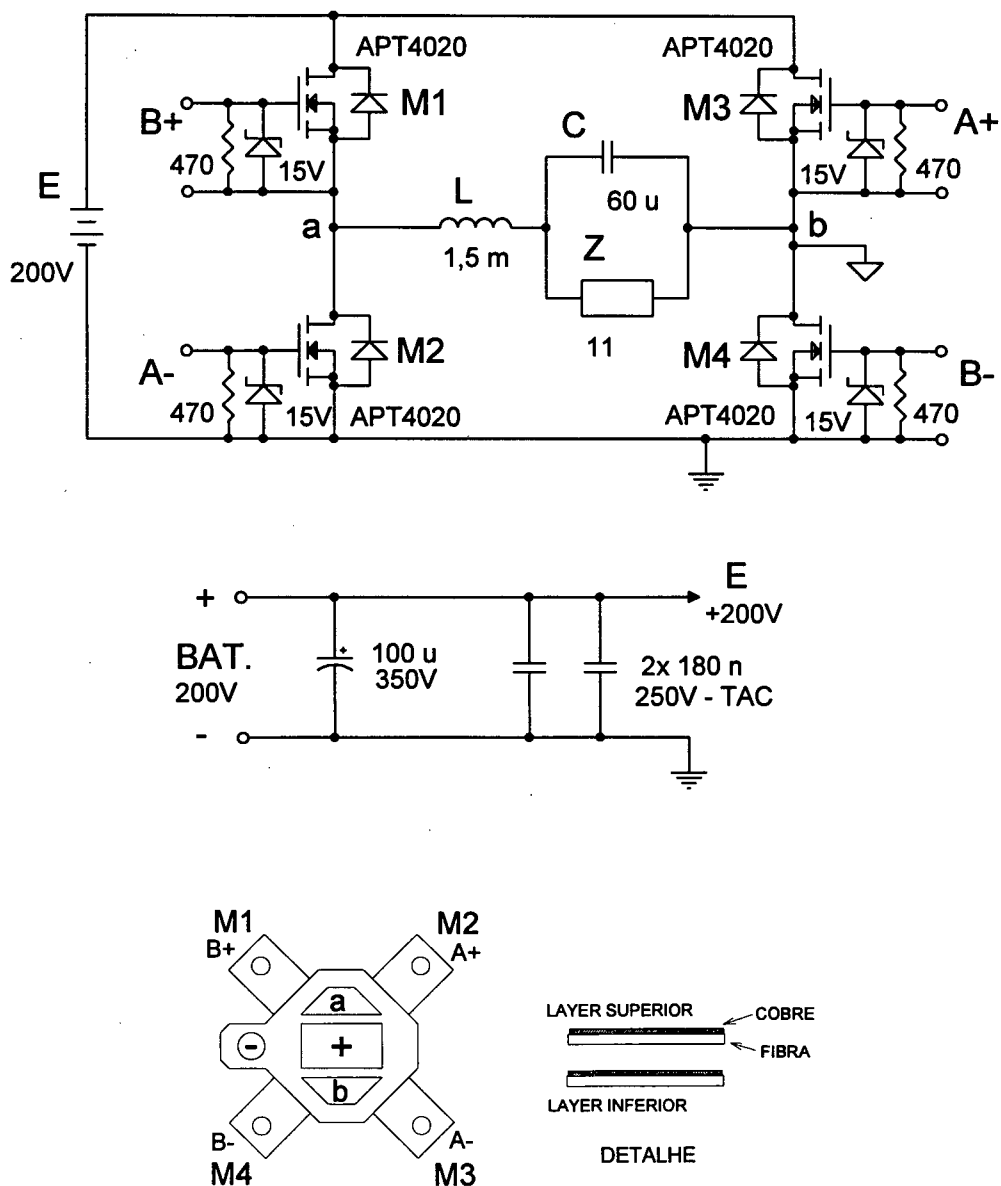


Fig. 5.2 - Circuito da ponte de interruptores e detalhes da montagem.

Na Fig. 5.2 está apresentada a topologia da ponte completa e o detalhe de distribuição dos transistores na montagem sobre o dissipador. São representados também os principais componentes passivos de potência tais como L, C e Z.

Com a montagem proposta e a aplicação de capacitores em pontos específicos do circuito, garante-se a redução expressiva dos efeitos de sobre-tensão causados pela influência de parasitas indutivos no bloqueio dos diodos intrínsecos dos MOSFET's. A montagem "DUAL LAYER" proposta apresenta na placa superior a alimentação positiva e as interligações dos interruptores e na placa inferior o plano com a alimentação negativa.

5.3. TRANSDUTORES

Os circuitos transdutores tem por finalidade a amostragem, compatibilização e transmissão dos sinais de tensão e corrente no capacitor de saída do conversor. Estes circuitos são implementados em uma única placa fixada o mais próximo possível do capacitor de saída. Os diagramas elétricos destes circuitos estão representados na Fig. 5.3

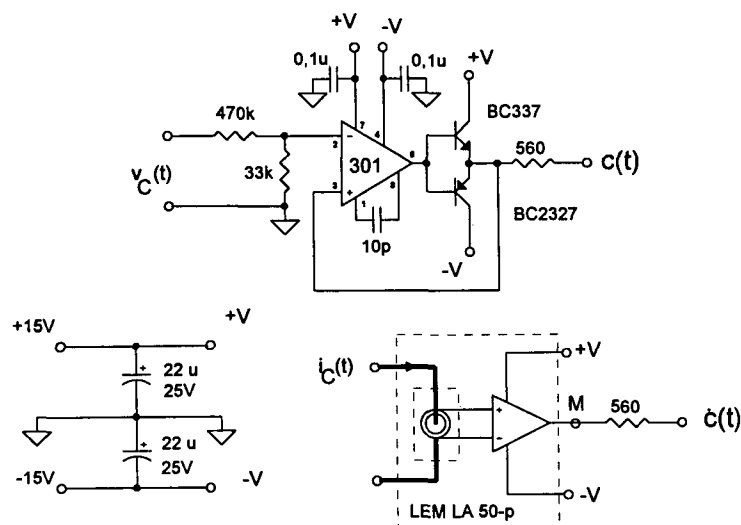


Fig. 5.3 Transdutores de tensão e corrente.

O transdutor de corrente (LEM LA 50-p) consiste em um componente dedicado baseado no princípio do efeito HALL, cujas características de implementação são fornecidas pelo fabricante do mesmo.

O transdutor de tensão consiste em um divisor resistivo alimentando a entrada de sinal de um conversor do tipo Tensão/Corrente (LM-301). Pode-se ainda aplicar um transdutor de tensão baseado no princípio do efeito HALL com característica de isolamento de sinal na saída.

Os sinais amostrados são transmitidos através de laço de corrente compatibilizado com as saídas dos transdutores, objetivando assim a minimização da influência de ruídos.

5.4. REFERÊNCIAS DE SINAL

Os sinais de referência são obtidos à partir de um gerador de função senoidal e desfasados através de dois integradores ativos interligados em cascata (LM-741). Cada integrador é ajustado para produzir uma defasagem de 45 graus no sinal, exatamente na frequência da referência ($f_r=60\text{Hz}$).

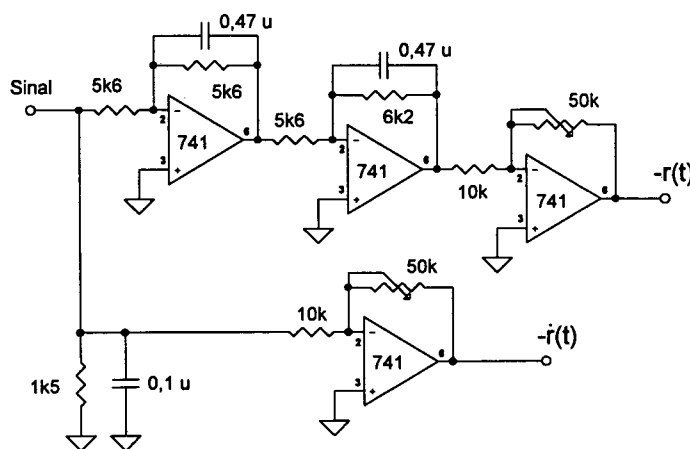


Fig. 5.4 - Circuito defasador das referências.

Na saída da placa de referência encontram-se dois circuitos amplificadores inversores (LM-741) com controle de ganho utilizados para o ajuste dos níveis das tensões de referência.

A Fig. 5.4 ilustra o circuito implementado

5.5 CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle implementado através de uma única placa está representado na Fig.

5.5.

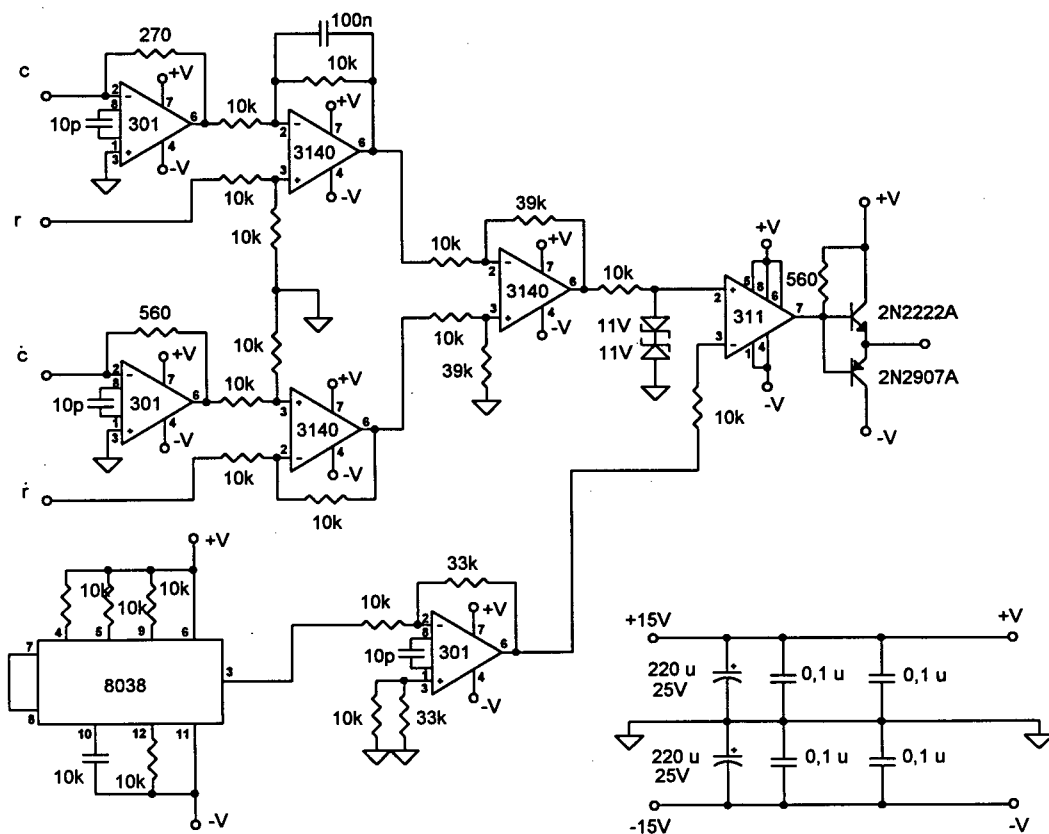


Fig. 5.5 - Circuito de controle do conversor.

A entrada da placa de controle compatível com o laço de corrente, possui dois conversores do tipo Corrente/Tensão (LM-301) interfaceando os diferentes processamentos de

sinais. Estes conversores tem seus ganhos controláveis através dos resistores de realimentação. Em conjunto com os transdutores de sinais, estes ganhos somados compõem os ganhos relativos aos blocos G_V e G_I da estrutura ilustrada na figura 3.1.

A placa de controle recebe ainda os sinais das referências de tensão e corrente (r e \dot{r}) já compatibilizados e em níveis adequados.

Os sinais de entrada são processados analogicamente através de amplificadores operacionais (CA-3140) configurados como somadores com ganho de modo a compor o sinal de controle. Após este processamento, o sinal é limitado através de grampeamento por diodos zenner (Z-12V) exatamente na entrada do próximo componente (LM-311).

O sinal da rampa de temporização é gerado por um circuito integrado dedicado (ICL-8038) e amplificado (LM-301) até um nível compatível com os valores de tensão do processamento de sinal.

O sinal final de controle é então comparado com a rampa (LM-311) obtendo-se um sinal modulado por largura de pulso (PWM) compatível com o comando dos interruptores. Finalmente este sinal PWM é amplificado através de um circuito amplificador de corrente (2N2222A e 2N2907A) e transmitido até a placa de comando.

5.6. CIRCUITO DE COMANDO

O circuito de comando representado na Fig. 5.6 recebe o sinal PWM em corrente e o distribui através de foto-acopladores (HP-2601) aos acionadores dos interruptores. Cada interruptor recebe um sinal individualmente isolado devido a incompatibilidade entre referências.

A Fig. 5.7 apresenta um diagrama temporal correspondente a um acionamento hipotético do circuito de comando e levado a exemplo de funcionamento.

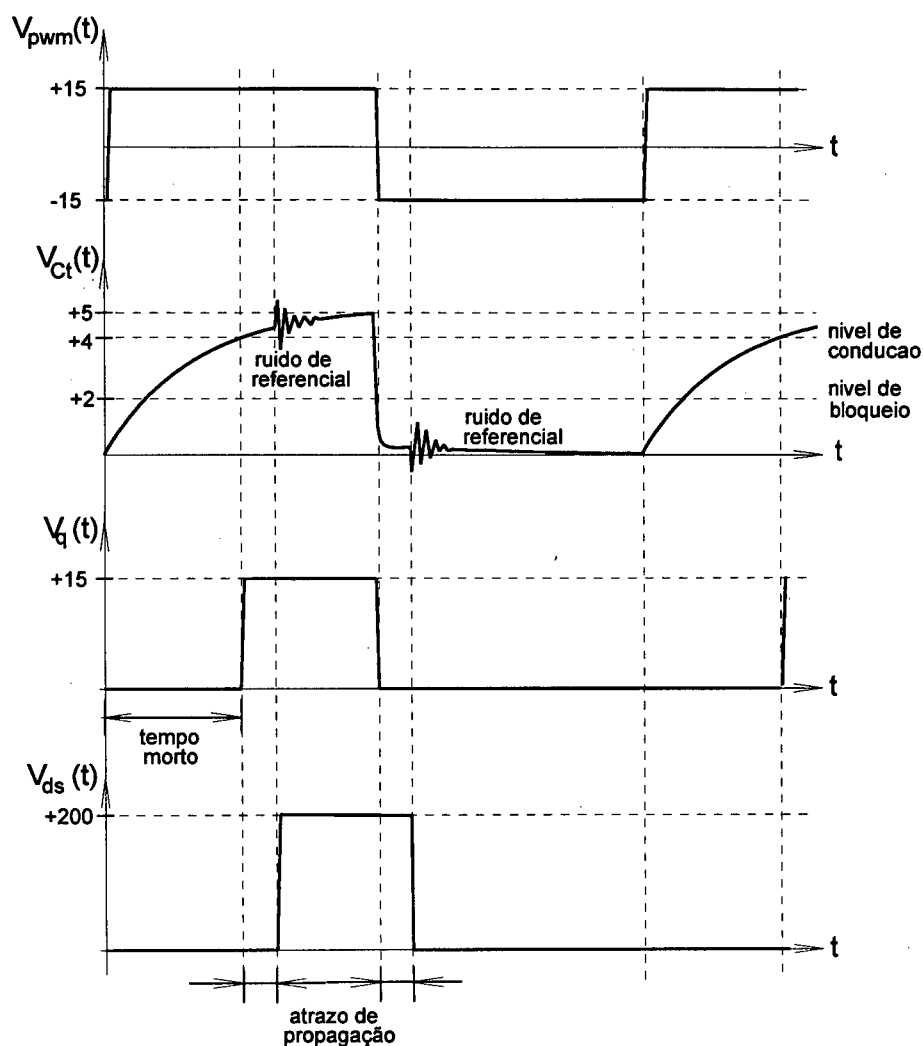


Fig. 5.7 - Diagrama temporal da operação do circuito de comando.

A Fig. 5.8 apresenta uma aquisição de sinais do modelo experimental onde estão representadas as tensões no capacitor de temporização e nos terminais do correspondente interruptor. Observa-se nitidamente os efeitos do ruído de referencial produzido exatamente na comutação do interruptor.

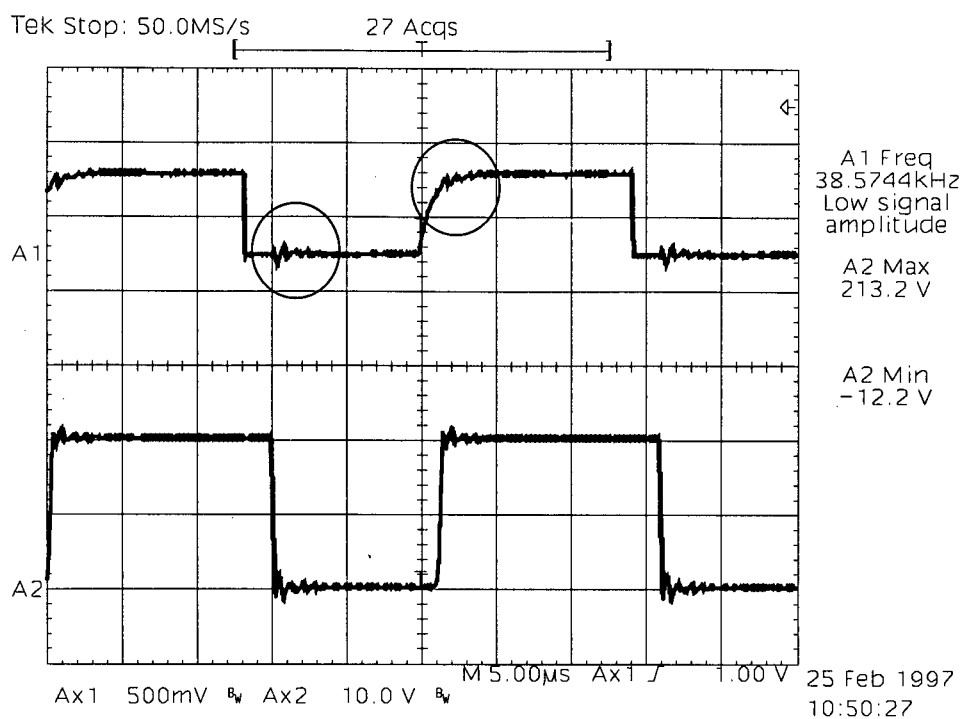


Fig. 5.8 - Tensões no capacitor de temporização e no interruptor.

5.7. FONTES AUXILIARES

As fontes auxiliares são circuitos clássicos de fontes lineares com regulação série de tensão (LM-78XX). A capacidade de cada uma das fontes é de 15V / 1A, seus referenciais são isolados entre si possibilitando a associação de acordo com as necessidades dos circuitos empregados.

5.8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A aplicação prática do modelo experimental foi ensaiada com diferentes formas de sinais de referencia para diferentes níveis de potência. As condições de ensaio objetivaram a avaliação do desempenho do controlador em resposta a perturbações da estrutura.

A avaliação do desempenho em resposta a transitórios de referencia foi ensaiada com a transição de tensões constantes na saída e carga puramente resistiva. A carga foi dimensionada para dissipar aproximadamente 1 kW ($R_o = 11 \text{ ohms}$).

As figuras na seqüência ilustram as aquisições de sinais para o experimento proposto acima.

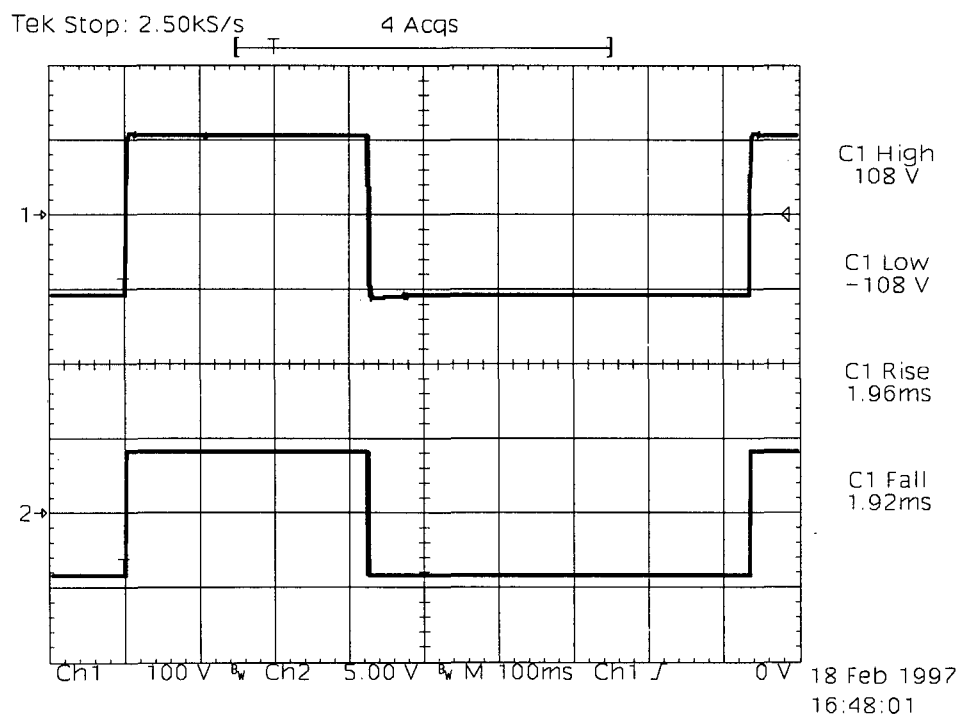


Fig. 5.9 - Tensão na saída do conversor e sinal de referencia.

Na Fig. 5.9 estão representadas respectivamente os sinais de tensão na saída do conversor e o sinal de referencia. Observa-se que as transições de tensão na saída são realizadas em tempo inferior a 2ms, isentas de sobre tensões ou oscilações.

Na Fig. 5.10 esta apresentada uma composição paramétrica dos sinais de erro e sua derivada. Esta representação ilustra o Plano de Erro e a evolução das trajetórias de estado na caracterização do Controle por Modo Deslizante.

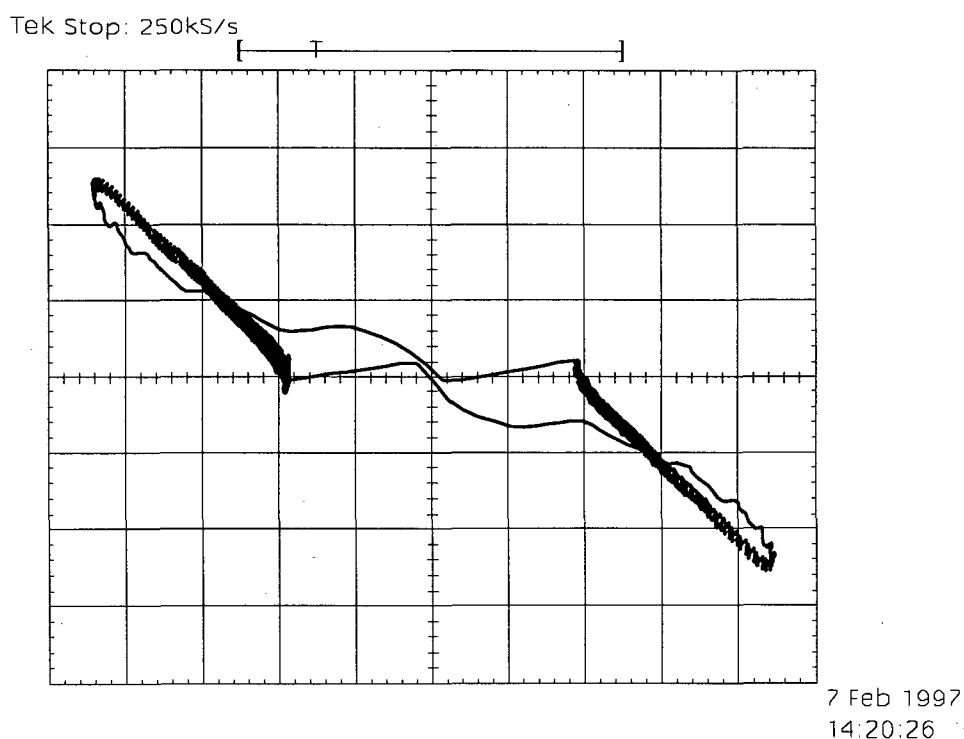


Fig. 5.10 - Plano de Erro e trajetórias de deslizamento.

Nas Fig. 5.11 e Fig. 5.12 estão representadas em detalhes o comportamento da tensão de saída e tensão de referencia no exato instante de transição de sinais. Observa-se um comportamento de segunda ordem super-amortecido com tempos de subida e descida inferiores a 2 ms.

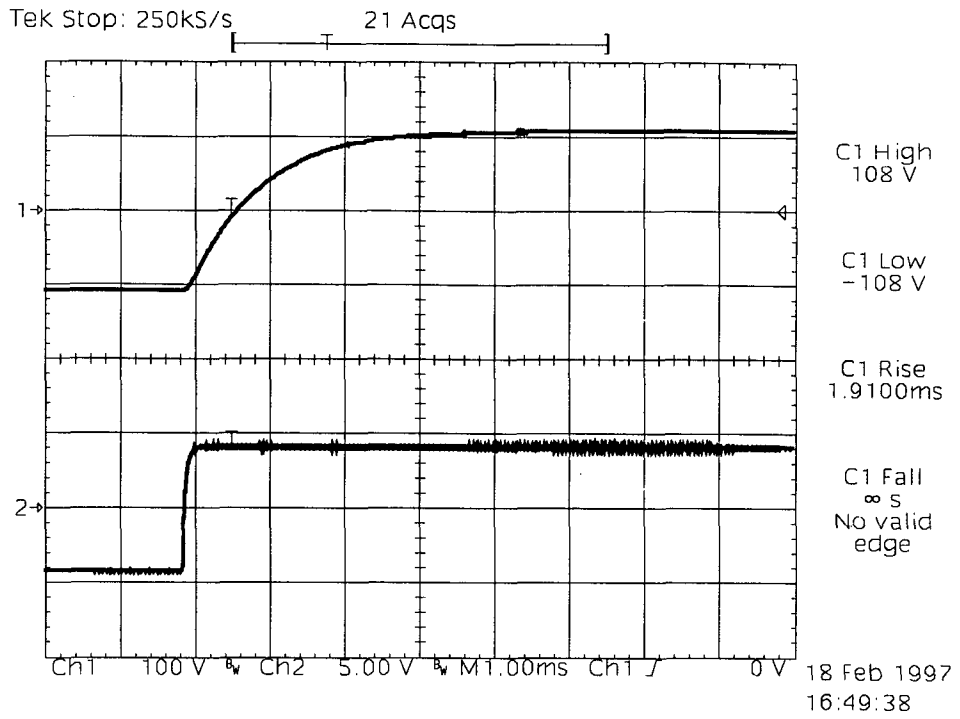


Fig. 5.11 - Detalhe de transição de subida da tensão de saída.

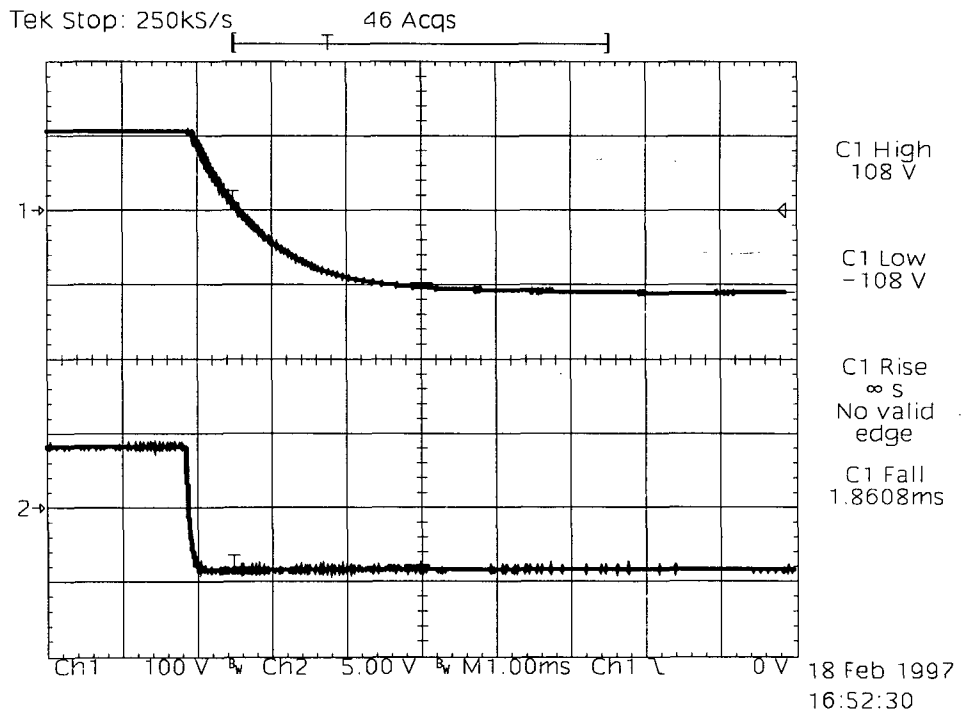


Fig. 12 - Detalhe da transição de descida da tensão de saída.

A avaliação do desempenho do controlador em resposta a transitórios de carga foi ensaiado com tensão senoidal e carga não linear. A carga foi dimensionada para dissipar aproximadamente 500 W com um fator de crista de corrente igual a 2 ($R_o = 34$ ohms e capacitor na proporção de 1,0 uF/W).

Na Fig. 5.13 estão representadas respectivamente as formas de tensão senoidal na saída do inversor e a corrente não linear de carga. O fator de escala para a conversão do canal de corrente corresponde a 5A / 10mV.

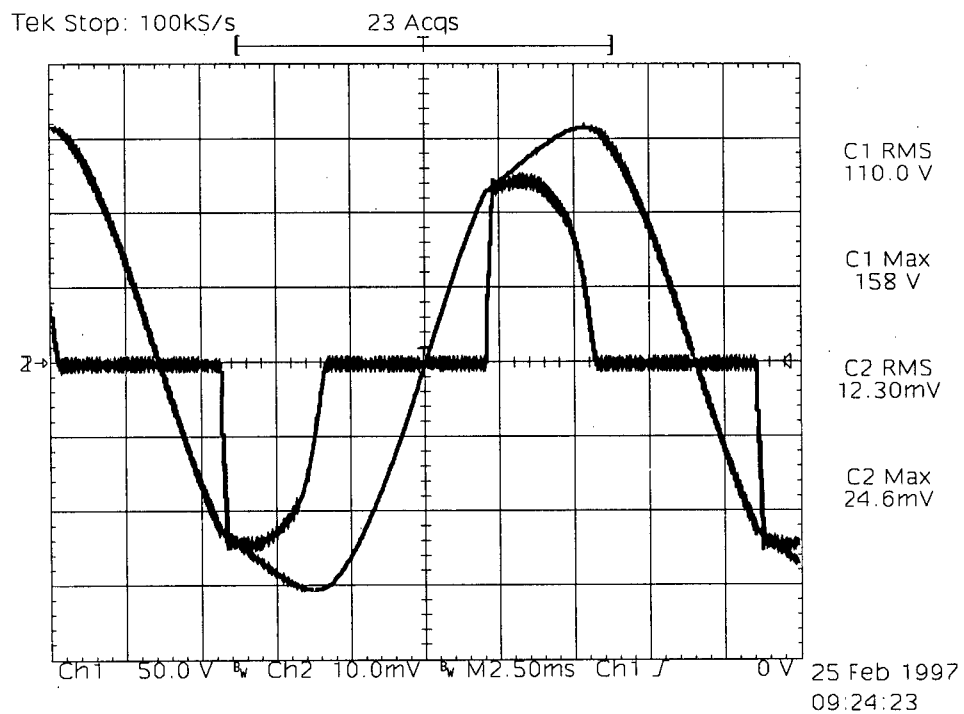


Fig. 5.13 - Tensão e corrente na saída do inversor de tensão.

A Fig. 5.14 apresenta a análise do conteúdo harmônico da forma de sinal de tensão na saída do inversor. A taxa de distorção harmônica total para este sinal é de aproximadamente 12%.

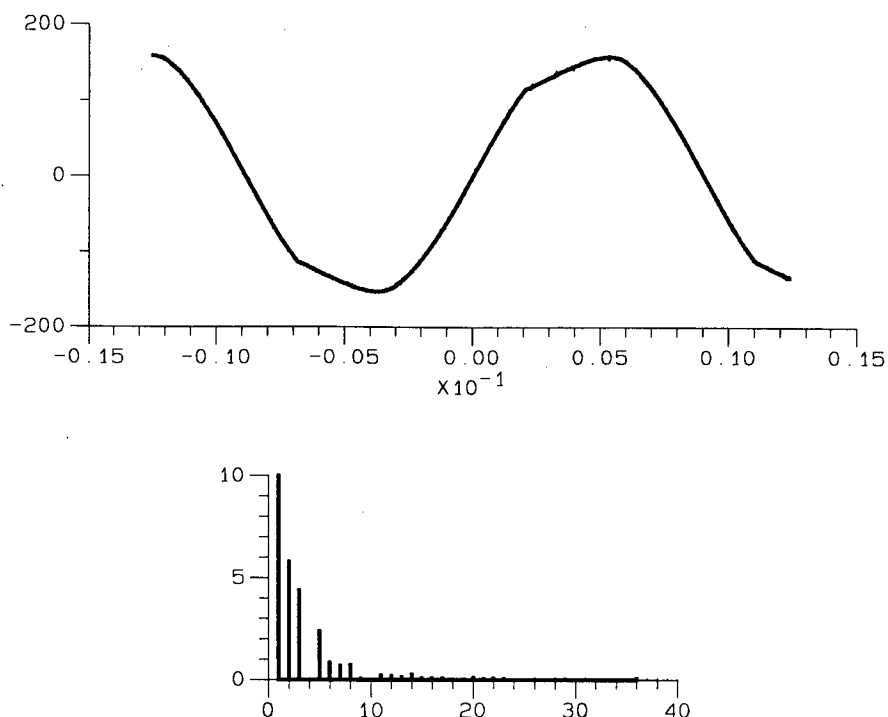


Fig. 5.14 - Análise harmônica do sinal de tensão de saída.

As Fig. 5.15 e Fig. 5.16 apresentam respectivamente as formas de tensão na entrada do circuito de comando e a tensão sobre um dos interruptores. Foram observados os comportamentos para diferentes valores de razão cíclica.

As Fig. 5.17 e Fig. 5.18 apresentam respectivamente as formas de tensão na entrada do circuito de comando e a diferença de potencial entre os pontos médios nos braços da ponte de interruptores.

Observa-se em ambos os casos que a sobre-tensão devido a comutação dos interruptores é mínima. Esta característica é resultado da otimização da distribuição dos transistores de potência na sua montagem sobre a superfície do dissipador.

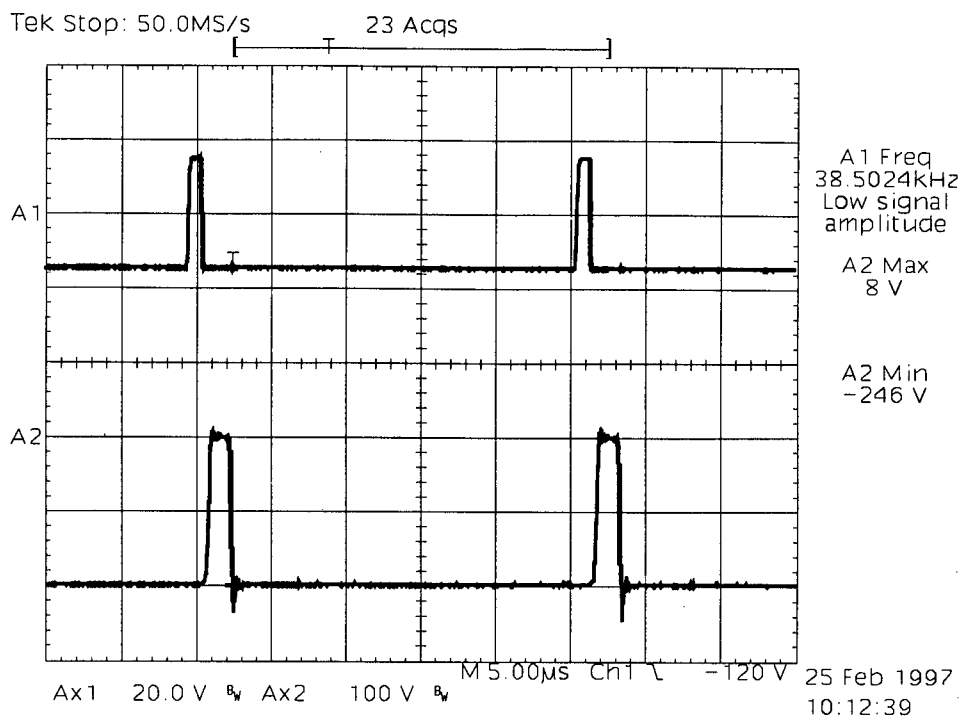


Fig. 5.15 - Tensões de comando e sobre um dos interruptores.

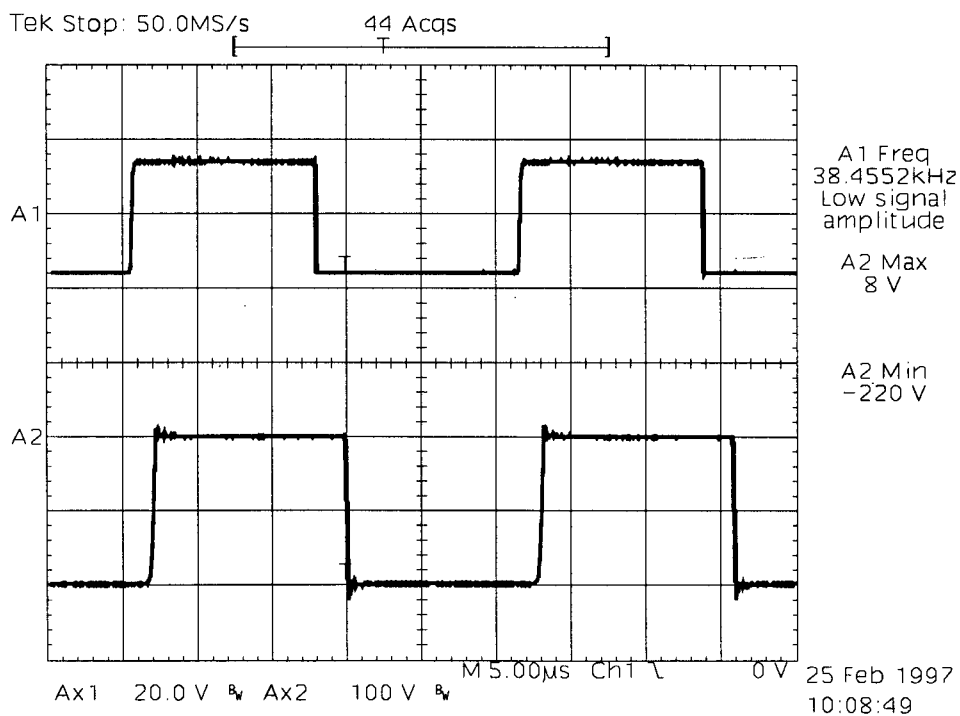


Fig. 5.16 - Tensões de comando e sobre um dos interruptores.

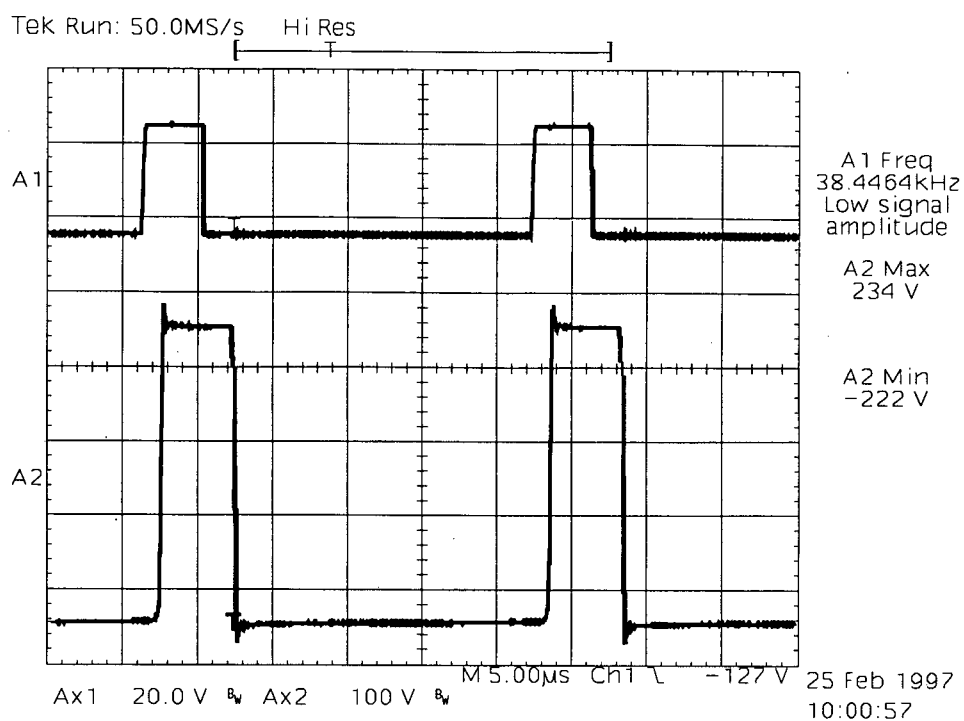


Fig. 5.17 - Tensão de comando e ddp entre os pontos meios dos braços da ponte.

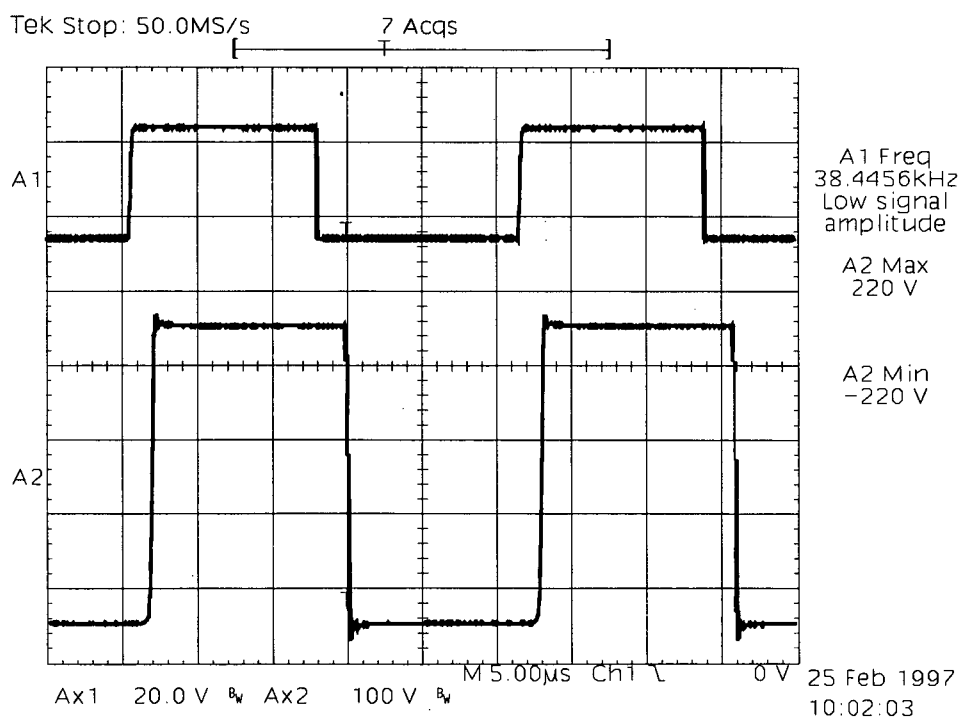


Fig. 5.18 - Tensão de comando e ddp entre os pontos meios dos braços da ponte.

CONCLUSÃO GERAL

Fundamentando-se em todo o desenvolvimento de análise e implementação desenvolvidos neste trabalho, apresentam-se as seguintes conclusões gerais.

A análise teórica caracteriza de forma bastante objetiva o Controle por Modo Deslizante. A análise das trajetórias no Plano de Fase demonstra ser uma ferramenta perfeitamente adaptada ao estudo das topologias de Eletrônica de Potência.

Os resultados obtidos com a simulação numérica dos modelos experimentais validam totalmente a análise de operação das diferentes estruturas.

A análise da estrutura para operação em frequência fixa demonstra-se bastante adaptada à implementação do Controle por Modo Deslizante. A sua caracterização detalhada revelou ainda, o princípio de operação do Sistema de Controle Preditivo.

O domínio dos conceitos básicos de funcionamento da estrutura permite apresentar uma proposta simples e direta para a estimativa de parâmetros de projeto. A formulação assim aplicada converge de forma otimizada para o resultado final do conversor.

A arquitetura apresentada para a implementação prática do protótipo estabelece blocos funcionais de maneira a assegurar o melhor desempenho no funcionamento da estrutura.

Finalmente, conclui-se que o trabalho apresentado como um todo é argumento suficiente para afirmar que, o melhor desempenho das topologias de Eletrônica de Potência depende, e muito, dos conceitos básicos de Engenharia de Controle quando observados através do prisma claro da objetividade do pesquisador.

REFERÊNCIAS

- [1] S. V. EMEL'YANOV - "Binary Automatic Control System" - MIR Publishers - Moscow 1987.
- [2] VADIN I. UTKIN - "Survey Paper : Variable Structure System with Sliding Modes" - IEEE Transaction on Automatic Control vol. AC-22 no. 2 - April 1977 - pp 212-222.
- [3] CASTRUCCI & CURTI - "Sistemas Não-Lineares" vol. 2 - Editora Edgard Blücher LTDA. - São Paulo - 1981.
- [4] D'AZZO & HOUPIS - "Análise e Projeto de Sistemas de Controle Linear" - Editora Guanabara Dois - Rio de Janeiro - 1978.
- [5] BATISTELA, N. J. "Inversor de Tensão Com Saída Senoidal Controlado Por Modo Deslizante Com Freqüência Fixa". Dissertação de Mestrado/1994. UFSC/INEP.

ANEXO A
LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.1.1

```
*
* Inversor de Tensao com Controle por Modo Deslizante
*
* Frequencia Variavel e Histerese Constante
*
* Resposta ao Degrau de Tensao
*
*
* Modelo do Conversor
*
V 1 0 PWL(0 0V 1.0u 200V 18.0m 200V)
*
S1 1 2 8 0 chave
S2 2 0 9 0 chave
S3 1 3 9 0 chave
S4 3 0 8 0 chave
*
D1 2 1 diodo
D2 0 2 diodo
D3 3 1 diodo
D4 0 3 diodo
*
L 2 4 1.5m
C 4 5 60.0u
*
* Modelo da Carga
*
R 4 3 11
*
* Sinais de Controle
*
EC 20 0 4 3 0.05
RE 20 0 1k
VC 5 3 0
HC 21 0 VC 1.0
RC 21 0 1k
*
```

```
*
* Sinais de Referencia
*
Vref 22 0 PWL(0 0V 1.0u 8V 6.0m 8V 6.001m -4V 12.0m -4V 12.001m
0V 18.0m 0V)
Rref 22 0 1k
Vder 24 0 0
Rder 24 0 1k
*
* Circuito de Controle
*
Vp 10 0 15
Vn 0 11 15
*
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 24 31 10k
R33 21 33 10k
R35 33 35 10k
R37 31 0 10k
*
X40 40 42 10 11 44 46 48 LM301A
C40 46 48 3p
R40 34 42 10k
R42 35 42 10k
R44 42 44 10k
R46 10 40 10k
R48 40 0 400
*
R49 41 0 400
R47 11 41 10k
R45 43 45 10k
R43 35 43 10k
R41 34 43 10k
C41 47 49 3p
X41 41 43 10 11 45 47 49 LM301A
*
```

```

*
* Diferenciadores de Sinal
*
X50 44 0 10 11 50 0 LM311
R50 10 50 500
*
X51 0 45 10 11 51 0 LM311
R51 10 51 500
*
* Modelo do Flip-Flop
*
X60 60 62 10 11 8 0 LM311
R60 51 60 10k
R62 50 62 10k
R64 60 8 30k
R66 62 9 10k
*
R67 63 8 10k
R65 61 9 30k
R63 51 63 10k
R61 50 61 10k
X61 61 63 10 11 9 0 LM311
*
R8 10 8 500
R9 10 9 500
*
* Parametros de Simulacao
*
.LIB C:\PSPICE\LINEAR.LIB
.MODEL diodo D(Rs=0.01)
.MODEL chave VSWITCH(Ron=1m Roff=1meg Von=2 Voff=1)
.OPTIONS (ITL4=200 ITL5=0 ABSTOL=1.0n CHGTOL=1.0n RELTOL=0.1
VNTOL=1.0m)
.TRAN 10.0u 18.0m 0 500.0n
.PROBE V(34) V(35) V(22) V(4,3)
.PRINT TRAN V(34) V(35)
.PRINT TRAN V(22) V(4,3)
.END

```

ANEXO B
LISTAGEM DA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.1.2

```

*
* Inversor de Tensao com Controle por Modo Deslizante
*
* Frequencia Variavel e Histerese Constante
*
* Resposta a Excitacao Senoidal
*
*
* Modelo do Conversor
*
V 1 0 PWL(0 0V 1.0u 200V 26.0m 200V)
*
S1 1 2 8 0 chave
S2 2 0 9 0 chave
S3 1 3 9 0 chave
S4 3 0 8 0 chave
*
D1 2 1 diodo
D2 0 2 diodo
D3 3 1 diodo
D4 0 3 diodo
*
L 2 4 1.5m
C 4 5 60.0u
*
* Modelo da Carga
*
Dr1 4 6 diodo
Dr2 3 6 diodo
Dr3 7 3 diodo
Dr4 7 4 diodo
R 6 7 11
C1 6 7 500u ic=100
*
* Sinais de Controle
*
EC 20 0 4 3 0.05
RE 20 0 1k
VC 5 3 0
HC 21 0 VC 1.0
RC 21 0 1k
*

```

```
*
* Sinais de Referencia
*
Vref 22 0 SIN(0 8 60 0 0 180)
Rref 22 0 1k
Vder 24 0 SIN(0 3.6 60 0 0 270)
Rder 24 0 1k
*
* Circuito de Controle
*
Vp 10 0 15
Vn 0 11 15
*
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 24 31 10k
R33 21 33 10k
R35 33 35 10k
R37 31 0 10k
*
X40 40 42 10 11 44 46 48 LM301A
C40 46 48 3p
R40 34 42 10k
R42 35 42 10k
R44 42 44 10k
R46 10 40 10k
R48 40 0 200
*
R49 41 0 200
R47 11 41 10k
R45 43 45 10k
R43 35 43 10k
R41 34 43 10k
C41 47 49 3p
X41 41 43 10 11 45 47 49 LM301A
*
* Diferenciadores de Sinal
*
X50 44 0 10 11 50 0 LM311
R50 10 50 500
*
X51 0 45 10 11 51 0 LM311
R51 10 51 500
*
```



```
*
* Modelo do Flip-Flop
*
X60 60 62 10 11 8 0 LM311
R60 51 60 10k
R62 50 62 10k
R64 60 8 30k
R66 62 9 10k
*
R67 63 8 10k
R65 61 9 30k
R63 51 63 10k
R61 50 61 10k
X61 61 63 10 11 9 0 LM311
*
R8 10 8 500
R9 10 9 500
*
* Parametros de Simulacao
*
.LIB C:\PSPICE\LINEAR.LIB
.MODEL diodo D(Rs=0.01)
.MODEL chave VSWITCH(Ron=1m Roff=1meg Von=2 Voff=1)
.OPTIONS (ITL4=200 ITL5=0 ABSTOL=1.0n CHGTOL=1.0n RELTOL=0.1
VNTOL=1.0m)
.TRAN 10.0u 26.0m 0 500.0n
.PROBE V(34) V(35) V(22) V(4,3)
.PRINT TRAN V(34) V(35)
.PRINT TRAN V(22) V(4,3)
.PRINT TRAN I(R) I(C1)
.END
```

ANEXO C**LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.1.3**

```
*
* Inversor de Tensao com Controle por Modo Deslizante
*
* Frequencia Variavel e Histerese Proporcional
*
* Resposta ao Degrau de Tensao
*
*
* Modelo do Conversor
*
V 1 0 PWL(0 0V 1.0u 200V 18.0m 200V)
*
S1 1 2 8 0 chave
S2 2 0 9 0 chave
S3 1 3 9 0 chave
S4 3 0 8 0 chave
*
D1 2 1 diodo
D2 0 2 diodo
D3 3 1 diodo
D4 0 3 diodo
*
L 2 4 1.5m
C 4 5 60.0u
*
* Modelo da Carga
*
R 4 3 11
*
* Sinais de Controle
*
EC 20 0 4 3 0.025
RE 20 0 1k
VC 5 3 0
HC 21 0 VC 1.0
RC 21 0 1k
*
```

```
*
* Sinais de Referencia
*
Vref 22 0 PWL(0 0V 1.0u 4V 6.0m 4V 6.001m -2V 12.0m -2V 12.001m
0V 18.0m 0V)
Rref 22 0 1k
Vder 24 0 0
Rder 24 0 1k
*
* Circuito de Controle
*
Vp 10 0 15
Vn 0 11 15
*
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 24 31 10k
R33 21 33 10k
R35 33 35 10k
R37 31 0 10k
*
X40 0 42 10 11 44 46 48 LM301A
C40 46 48 3p
R40 34 42 20k
R42 35 42 10k
R44 42 44 10k
*
R45 43 45 10k
R43 35 43 10k
R41 34 43 5k
C41 47 49 3p
X41 0 43 10 11 45 47 49 LM301A
*
* Diferenciadores de Sinal
*
X50 44 0 10 11 50 0 LM311
R50 10 50 500
*
X51 0 45 10 11 51 0 LM311
R51 10 51 500
*
```

```
*
* Modelo do Flip-Flop
*
X60 60 62 10 11 8 0 LM311
R60 51 60 10k
R62 50 62 10k
R64 60 8 30k
R66 62 9 10k
*
R67 63 8 10k
R65 61 9 30k
R63 51 63 10k
R61 50 61 10k
X61 61 63 10 11 9 0 LM311
*
R8 10 8 500
R9 10 9 500
*
* Parametros de Simulacao
*
.LIB C:\PSPICE\LINEAR.LIB
.MODEL diodo D(Rs=0.01)
.MODEL chave VSWITCH(Ron=1m Roff=1meg Von=2 Voff=1)
.OPTIONS (ITL4=200 ITL5=0 ABSTOL=1.0n CHGTOL=1.0n RELTOL=0.1
VNTOL=1.0m)
.TRAN 10.0u 18.0m 0 500.0n
.PROBE V(34) V(35) V(22) V(4,3)
.PRINT TRAN V(34) V(35)
.PRINT TRAN V(22) V(4,3)
.END
```

ANEXO D
LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.2.1

*
* Inversor de Tensao com Controle por Modo Deslizante
*
* Frequencia Fixa
*
* Resposta ao Degrau de Referencia
*
*
* Modelo do Coversor
*
V 1 0 PWL(0 0V 1.0u 200V 18.0m 200V)
*
S1 1 2 8 0 chave
S2 2 0 9 0 chave
S3 1 3 9 0 chave
S4 3 0 8 0 chave
*
D1 2 1 diodo
D2 0 2 diodo
D3 3 1 diodo
D4 0 3 diodo
*
L 2 4 1.5m
C 4 5 60.0u
*
* Modelo da Carga
*
R 3 4 11
*
* Sinais de Controle
*
EC 20 0 3 4 0.050
RE 20 0 1k
VC 3 5 0
HC 21 0 VC 1.0
RC 21 0 1k
*

```
*
* Sinais de Referencia
*
Vref 22 0 PWL(0 0V 1.0u 8V 6.0m 8V 6.001m -4V 12.0m -4V 12.001m
0V 18.0m 0V)
Rref 22 0 1k
Vder 24 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 39k
R46 40 0 39k
*
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
*
.MODEL diodo D(Rs=0.01)
.MODEL chave VSWITCH(Ron=1m Roff=1meg Von=2 Voff=1)
.LIB C:\PSPICE\LINEAR.LIB
.LIB C:\PSPICE\PWRMOS.LIB
.LIB C:\PSPICE\DIODE.LIB
.OPTIONS (ITL4=200 ITL5=0 ABSTOL=1.0n CHGTOL=1.0n RELTOL=0.1
VNTOL=1.0m)
.TRAN 20.0u 18.0m 0 400.0n
.PRINT TRAN V(4,3) V(22)
.PRINT TRAN V(34) V(35)
.PROBE V(4,3) V(34) V(35) V(22)
.END
```

ANEXO E**LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO ITEM 2.4.2.2**

```
*
* Inversor de Tensao com Controle por Modo Deslizante
*
* Frequencia Fixa
*
* Resposta a Excitacao Senoidal
*
*
* Modelo do Coversor
*
V 1 0 PWL(0 0V 1.0u 200V 26.0m 200V)
*
S1 1 2 8 0 chave
S2 2 0 9 0 chave
S3 1 3 9 0 chave
S4 3 0 8 0 chave
*
D1 2 1 diodo
D2 0 2 diodo
D3 3 1 diodo
D4 0 3 diodo
*
L 2 4 1.5m
C 4 5 60.0u
*
* Modelo da Carga
*
Dr1 4 6 diodo
Dr2 3 6 diodo
Dr3 7 3 diodo
Dr4 7 4 diodo
R 6 7 11
Cl 6 7 500u ic=100
*
* Sinais de Controle
*
EC 20 0 3 4 0.050
RE 20 0 1k
VC 3 5 0
HC 21 0 VC 1.0
RC 21 0 1k
*
```



```
*
* Sinais de Referencia
*
Vref 22 0 SIN(0 10.0 60 0 0 0)
Rref 22 0 1k
Vder 24 0 SIN(0 3.6 60 0 0 90)
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 39k
R46 40 0 39k
*
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
*
.MODEL diodo D(Rs=0.01)
.MODEL chave VSWITCH(Ron=1m Roff=1meg Von=2 Voff=1)
.LIB C:\PSPICE\LINEAR.LIB
.LIB C:\PSPICE\PWRMOS.LIB
.LIB C:\PSPICE\DIODE.LIB
.OPTIONS (ITL4=200 ITL5=0 ABSTOL=1.0n CHGTOL=1.0n RELTOL=0.1
VNTOL=1.0m)
.TRAN 20.0u 26.0m 0 400.0n
.PRINT TRAN V(4,3) I(L)
.PRINT TRAN I(C1) I(R)
.PRINT TRAN V(34) V(35)
.PRINT TRAN V(22) V(44)
.PROBE V(4,3) V(34) V(35) V(44) V(22)
.END
```

ANEXO F
LISTAGEM FONTE PARA SIMULAÇÃO DO MODELO
EXPERIMENTAL

```
*
* Inversor de Tensao com Controle por Modo Deslizante
*
* Resposta a Excitacao Senoidal
*
* Simulação do Modelo Experimental
*
*
* Modelo do Coversor
*
V 1 0 PULSE(0 200 1.0u 10.0n 10.0n 26.0m 26.0m)
*
EM1 81 2 8 0 1.0
EM2 92 0 9 0 1.0
EM3 93 3 9 0 1.0
EM4 84 0 8 0 1.0
*
M1 1 81 2 2 IRFP360
M2 2 92 0 0 IRFP360
M3 1 93 3 3 IRFP360
M4 3 84 0 0 IRFP360
*
L 2 4 1.5m
C 4 5 60.0u
*
* Modelo da Carga
*
Dr1 4 6 MR754
Dr2 3 6 MR754
Dr3 7 3 MR754
Dr4 7 4 MR754
*
R 6 7 11
Cl 6 7 550u ic=50
*
```

```
*
* Sinais de Controle
*
EC 20 0 3 4 0.050
RE 20 0 1k
VC 3 5 0
HC 21 0 VC 1.0
RC 21 0 1k
*
* Sinais de Referencia
*
Vref 22 0 SIN(0 10.0 60 0 0 0)
Rref 22 0 1k
Vder 24 0 SIN(0 3.6 60 0 0 90)
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 39k
R46 40 0 39k
*
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
*
.LIB C:\PSPICE\LINEAR.LIB
.LIB C:\PSPICE\PWRMOS.LIB
.LIB C:\PSPICE\DIODE.LIB
.OPTIONS (ITL4=200 ITL5=0 ABSTOL=1.0n CHGTOL=1.0n RELTOL=0.1
VNTOL=1.0m)
.TRAN 20.0u 26.0m 0 800.0n
.PRINT TRAN V(4,3) I(L)
.PRINT TRAN V(6,7) I(C1) I(R)
.PRINT TRAN V(34) V(35)
.PRINT TRAN V(22) V(44)
.PROBE V(4,3) I(C1) I(R) V(34) V(35) V(44) V(22)
.END
```