

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

INVERSOR DE TENSÃO COM SAÍDA SENOIDAL CONTROLADO
POR MODO DESLIZANTE COM FREQUÊNCIA FIXA

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

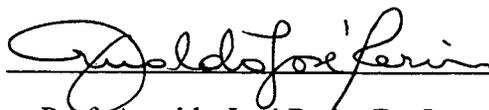
NELSON JHOE BATISTELA

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1994

**INVERSOR DE TENSÃO COM SAÍDA SENOIDAL CONTROLADO
POR MODO DESLIZANTE COM FREQUÊNCIA FIXA**

NELSON JHOE BATISTELA

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



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

ORIENTADOR



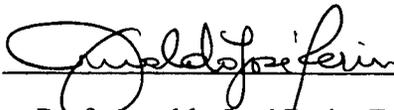
Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr. Ing.

Coordenador do curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA



Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph. D.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

GLORIA IN EXCELSIS DEO...

"Porque sois grande, ó Senhor, ponde os
olhos nas coisas humildes; porém, às excelsas
conhecei-las de longe". (Salm 137)

"Não sois encontrados pelos soberbos
ainda que numerem com hábil perícia as estrelas e as areias,
ainda que meçam as regiões siderais e investiguem o curso dos astros.
...os homens que ignoram estes segredos, admiram tais maravilhas e ficam estupefatos.

Os eruditos exultam e ensoberbecem-se.

Esses que por ímpio orgulho se afastam e eclipsam da vossa luz,
prevêem o eclipse futuro do sol e não vêem o seu, no tempo presente!
Não buscam religiosamente donde lhes veio o talento com que investigam essas coisas".

CONFISSÕES, Santo Agostinho.

Apesar de sermos pobres e sempre errantes,
por vossa gratuita bondade voltamos sempre a nossa referência,
como os planetas em suas órbitas.

Aos meus pais,

Nelson e Terezinha.

Aos meus irmãos,

José Alberto, Gisela, Kellyn e Ana Paula.

AGRADECIMENTOS

Ao povo brasileiro, que com seu trabalho financiou minha formação profissional. À CAPES pelo apoio financeiro.

Ao Professor Arnaldo José Perin, por sua dedicada e competente orientação, e por seu companheirismo amigo.

Aos Professores do Instituto de Eletrônica de Potência INEP/UFSC (LAMEP), Denizar Cruz Martins, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr, João Carlos Fagundes e Ivo Barbi, pela minha formação profissional.

À banca examinadora, especialmente Professor Aguinaldo Silveira e Silva e Professor Ivo Barbi, pelas valiosas contribuições e sugestões ao trabalho final.

Aos amigos de convivência e companheirismo ao longo destes dois anos, Elias Andrade, Elias Teodoro, Fernando Castaldo, Gilberto Valentim, Geraldo Mondardo, Ivan Eidt, Newton da Silva, Odilon Tortelli, Pedro Armando, Rene Torrico, Samir Ahmad Mussa e Wadaed Uturbey. À Elizete Lourenço por suas contribuições neste trabalho.

Ao Fábio Alexandre de Souza, pelas suas grandes contribuições neste trabalho e especialmente por sua amizade.

Ao Rogério Z. Ledo, por sua ajuda neste trabalho.

Ao engenheiro Peter Mantovanelli pelas suas sugestões.

Aos doutorandos, pela amizade.

Aos funcionários do INEP.

Ao Professor Edson R. De Peire (LCMI/UFSC), pela sua contribuição teórica e fornecimento da principal referência bibliográfica usada.

SUMÁRIO

RESUMO	xi
ABSTRACT	xii
SIMBOLOGIA	xiii
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2 - TÉCNICAS DE CONTROLE E MODULAÇÃO PWM EMPREGADAS EM INVERSORES	4
2.1 - Introdução	4
2.2 - Técnica PWM senoidal a dois níveis (clássica)	4
2.3 - Técnica de modulação PWM otimizada	5
2.4 - Técnica de modulação baseada no controle vetorial	6
2.5 - Técnica de modulação Delta-PWM (DM-PWM)	6
2.6 - Técnica de modulação Delta-Sigma (PWM-DSM)	7
2.7 - Técnica de modulação PWM com realimentação instantânea à histerese (PWM-RIH)	8
2.8 - Conclusão	9
CAPÍTULO 3 - O INVERSOR DE TENSÃO E SEU FILTRO.	10
3.1 - Introdução	10
3.2 - O inversor de tensão	10
3.2.1 - Topologia e etapas de funcionamento	10
3.2.2 - Modelagem do inversor de tensão	13

3.3 - Análise matemática do filtro de saída LC	14
3.4- Determinação do indutor de filtro e da corrente máxima de pico no interruptor para carga não-linear	16
3.5 - Considerações acerca do filtro do inversor relacionadas com o controle instantâneo ($f_s \gg f_o$) em malha fechada	18
3.5.1 - Considerações sobre o amortecimento	18
3.5.2 - Considerações sobre a impedância de saída do inversor	19
3.6 - Controle, estabilidade e filtro	19
3.7 - Conclusão	20
CAPÍTULO 4 - CONTROLE POR MODO DESLIZANTE	21
4.1 - Introdução	22
4.2 - Princípio do SMC	22
4.3 - Superfície de deslizamento (lei de comutação)	23
4.3.1 - Definições e notação	23
4.3.1.1 - Estabilidade e resposta natural do sistema	25
4.3.1.2 - Tempo de resposta do controlador	29
4.4 - Interpretação física da superfície deslizante e a condição de existência do modo deslizante	30
4.5 - A integral da superfície (controle integral) e erro estático	33
4.6 - Dinâmica do sistema controlado e lei de controle	36
4.6.1 - Lei de controle com integrador	37
4.6.2 - Lei de controle sem integrador	39
4.7 - Conclusão	39
CAPÍTULO 5 - CONTROLE POR MODO DESLIZANTE E FREQUÊNCIA FIXA	41
5.1 - Introdução	41
5.2 - Algumas soluções para SMC frequência fixa	42

5.2.1 - SMC para conversor DC/DC: Cúk e Sepic	42
5.2.2 - SMC para um inversor de tensão a três níveis	44
5.2.3 - Inversor de tensão PWM a dois níveis com SMC	45
5.2.4 - Inversor de tensão SMC com observador	45
5.3 - A estratégia da malha de controle usando o SMC-PWM	46
5.4 - Metodologia de projeto dos parâmetros da malha de controle (e da estrutura de potência)	50
5.4.1 - Considerações e escolha dos parâmetros da superfície de deslizamento e ganhos	51
5.4.2 - Passos do projeto do inversor/controlador para a superfície de deslizamento com integrador	54
5.4.3 - Lei de comutação e malha de controle sem integrador	62
5.5 - Determinação do capacitor de filtro C_O	63
5.6 - Conclusão	64
CAPÍTULO 6 - PROJETO E SIMULAÇÃO	66
6.1 - Introdução	66
6.2 - Primeiro projeto e seus resultados	66
6.2.1 - Projeto	66
6.2.2 - Resultados de simulação	70
6.2.2.1 - Simulação sem carga (a vazio)	71
6.2.2.2 - Simulação com carga resistiva nominal ($R_O=60,5\Omega$)	75
6.2.2.3 - Simulação com carga indutiva	75
6.2.2.4 - Simulação com carga não-linear	76
6.2.2.5 - Simulação com carga não-linear com $P_O=1500W$	78
6.3 - Segundo Projeto e seus resultados	79
6.3.1 - Projeto	79
6.3.2 - Resultados de simulação	82

6.4 - Terceiro projeto e seus resultados	83
6.4.1 - Projeto	83
6.4.2 Resultados de simulação	85
6.5 - Projeto e simulação da implementação da superfície de deslizamento sem integrador	86
6.6 - Conclusão	88
CAPÍTULO 7 - IMPLEMENTAÇÃO DO INVERSOR DE TENSÃO	90
7.1 - Introdução	90
7.2 - Dimensionamento do circuito de potência	90
7.2.1 - Dimensionamento do interruptor e do indutor de filtro L_O	90
7.2.2 - Escolha da tensão de referência e tensão de saturação do sinal compensado	93
7.2.3 - Tensão de pico do sinal dente-de-serra	94
7.2.4 - Determinação do ganho G_2 e da tensão contínua de alimentação E (caso ideal para carga não-linear)	94
7.2.5 - Redefinição de E (para carga nominal resistiva)	94
7.2.7 - Determinação do capacitor de saída C_O	95
7.3 - Projeto do indutor de filtro	96
7.4 - Dimensionamento do dissipador	97
7.5 - Implementação da malha de controle	98
7.5.1 - Circuito de geração da frequência de comutação f_s	98
7.5.2 - Circuito de geração do sinal de referência	99
7.5.3 - Circuito de geração do sinal dente-de-serra	100
7.5.4 - Implementação do SMC (lei de controle - lei de comutação) conforme a estratégia da malha proposta	101
7.5.5 - Circuito Gerador de tempo morto	102
7.5.6 - Circuito de comando para os Mosfets	104
7.6 - Resultados experimentais do inversor de tensão realimentado	105

7.6.1 - Resultado com o inversor a vazio	106
7.6.2 - Resultados com carga resistiva	106
7.6.3 - Resultados com carga indutiva	108
7.6.4 - Resultados com carga não-linear	109
7.6.5 - Resultados experimentais com o controlador (superfície de deslizamento) sem integrador, para carga não-linear	110
7.7 - Conclusão	112
CAPÍTULO 8 - CONCLUSÃO	114
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	116
ANEXO 1	120
ANEXO 2	121

RESUMO.

O trabalho realiza um estudo do controle não-linear por modo deslizante. Ele é do tipo robusto: insensível a variações e incertezas de parâmetros, como também a dinâmicas não modeladas.

A teoria de controle é aplicada em um inversor de tensão monofásico com saída senoidal, para cargas lineares e não-lineares. Propõe-se uma estratégia para a modulação e compensação em frequência fixa de comutação dos interruptores de potência. Desenvolve-se também uma metodologia de projeto.

Resultados de simulação e de um protótipo experimental são apresentados, validando a aplicação da teoria do controle por modo deslizante no inversor.

ABSTRACT

This work presents a study of Sliding Mode Control theory. Sliding Mode Control is a non-linear robust control technique which features insensibility to parametric uncertainties and unmodeled dynamics. The theory is applied to a sinusoidal output voltage monofasic inverter, with linear and non-linear loads.

Modulation and compensation strategies are proposed for fixed frequency operation, as well as a design methodology.

Simulation and experimental results are shown, which validate the theoretical study.

SIMBOLOGIA

- $\varepsilon(t)$: erro instantâneo entre a tensão de referência e a tensão de saída medida.
- ζ : amortecimento do filtro e carga.
- η : constante a qual limita o módulo do erro máximo.
- ϕ : constante a qual limita o valor máximo do módulo de $s(t)$.
- λ : constante necessariamente positiva.
- ψ : constante positiva limitante do valor máximo do módulo de $s(t)$ na situação de quase deslizamento.
- δ : profundidade de penetração.
- σ : frequência complexa.
- ϕ_d : ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente de carga.
- ΔE : variação da tensão de alimentação DC do inversor.
- ΔE_q : queda de tensão nos interruptores e cablagem.
- ΔI_{Lmax} : máxima variação da corrente no indutor de filtro.
- ΔI_{Lmin} : mínima variação da corrente no indutor de filtro.
- ω_{int1} : frequência angular do primeiro zero da superfície de deslizamento.
- ω_{int2} : frequência angular do segundo zero da superfície de deslizamento.
- ω_o : frequência angular do filtro de saída.
- ϕ_{smax} : máximo diâmetro do fio condutor do indutor L_o .
- Δt_c : intervalo de condução dos interruptores na carga não-linear.
- ΔV : diferença entre a tensão máxima e mínima no capacitor de carga não-linear.
- ΔV_{Lp} : queda de tensão devido a impedância do indutor de filtro.
- $\Delta V_{smaxcontr}$: máxima variação em regime da tensão de saída relativa ao controle (da soma dos sinais de compensação e de referência).

- A_e : área efetiva da perna central do núcleo.
- A_w : área da janela, onde se encontra o enrolamento.
- B_{max} : densidade máxima de fluxo magnético.
- C : capacitor genérico
- C_c : capacitor da carga não-linear.
- C_o : capacitor do filtro de saída do inversor.
- D : razão cíclica em função do período fixo de comutação do interruptores T_s .
- D_c : razão cíclica em função do intervalo da entrada da carga não-linear no período de saída T_o .
- D_{rmax} : razão cíclica máxima em regime permanente.
- D_{satmax} : razão cíclica máxima na saturação no controle.
- E : tensão DC da entrada do inversor de tensão.
- E_{1min} : primeira estimativa para a tensão de alimentação DC do inversor.
- E_{2min} : segunda estimativa mínima da tensão de alimentação DC do inversor.
- f : modelo real da planta.
- f_m : modelo aproximado da planta.
- f_o : frequência de saída do inversor.
- f_s : frequência de comutação.
- f_{xtal} : frequência do cristal.
- fz : posicionamento da frequência do zero da implementação da superfície de deslizamento
- fz_1 : posicionamento da frequência do primeiro zero da implementação da superfície de deslizamento.
- fz_2 : posicionamento da frequência do segundo zero da implementação da superfície de deslizamento.
- G_1 : ganho de ajuste do controle (para que o ganho em malha direta seja unitário).
- G_2 : ganho de tensão proveniente da comparação do sinal s_{pwm} com o sinal dente-de- serra em regime.
- G_3 : ganho DC do inversor.
- G_4 : ganho entre as tensões de pico de referência e de saída.

$i_c(t)$: corrente no capacitor de carga.

i_{chg} : corrente de pico no intervalo Δt_c .

I_D : corrente de "dreno" do Mosfet

I_{DM} : corrente de "dreno" do Mosfet máxima pulsada de catálogo do fabricante.

I_{Dmax} : corrente de "dreno" do Mosfet máxima de catálogo do fabricante.

I_{Dp} : corrente de pico no "dreno" do Mosfet.

$i_L(t)$: corrente no indutor de filtro

I_{on} : corrente nominal de carga.

i_{op} : corrente de saída do inversor de pico.

I_{sef} : corrente eficaz no interruptor.

I_{Sp} : corrente de pico no interruptor.

J_{max} : densidade máxima de corrente.

K : ganho necessário para a estabilidade do SMC.

K_{int} : ganho da superfície de deslizamento com integrador.

K_w : fator de enrolamento.

L_c : indutor de carga.

l_g : valor do entreferro.

L_o : indutor do filtro de saída do inversor.

M : índice de modulação.

M_{max} : índice máximo de modulação.

N_{cond} : número de condutores.

N_L : número de espiras do indutor.

P_D : potência total dissipada pelo Mosfet

P_{Dcond} : potência de condução dissipada pelo Mosfet.

P_o : potência de carga.

$R_{\theta_{cs}}$: resistência térmica de encapsulamento.

$R_{\theta_{sa}}$: resistência térmica do dissipador.

R : resistor genérico.

- $R_{D(on)}$: resistência de condução do Mosfet.
- R_{on} : resistor nominal de carga.
- $s(t)$: sinal da saída da superfície de deslizamento instantâneo.
- $S1;S2;S3;S4$: interruptores de potência comandados.
- $s_{pwm}(t)$: sinal instantâneo compensado somado à referência
- S_{s1} : área da secção transversal do fio.
- t : variável independente relativa ao tempo.
- T_a : temperatura ambiente.
- T_c : temperatura de cápsula.
- T_j : temperatura de junção do Mosfet
- t_s : intervalo de condução do interruptor no período de comutação.
- u : variável de ordem de atuação proveniente da lei de controle.
- V_{ab} : tensão entre os pontos "a" e "b" da saída do inversor, antes do filtro.
- V_c : tensão no capacitor de carga (para a carga não-linear).
- V_{cmin} : tensão mínima no capacitor de carga (carga não-linear).
- V_{cp} : tensão de pico no capacitor de carga não-linear C_c .
- v_d : sinal dente-de-serra.
- v_{dp} : tensão de pico do sinal dente-de-serra.
- $V_{DS|especificado}$: tensão "dreno" "source" do Mosfet, valor especificado.
- V_{DSmax} : tensão do Mosfet máxima de catálogo do fabricante.
- V_{refp} : tensão de pico de referência.
- $v_s(t)$: tensão de saída do inversor.
- V_{satpwm} : tensão de saturação do sinal compensado somado à referência.
- V_{sef} : tensão eficaz de saída do inversor.
- V_{sp} : tensão de pico de saída do inversor.
- $Z_{\theta jc}$: impedância térmica entre a junção do Mosfet e a cápsula.
- Z_{lc} : impedância do indutor de carga.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Os inversores PWM são comumente usados em acionamentos elétricos de máquinas e em sistemas ininterruptos de energia (Uninterruptible Power Supply - UPS), a fim de proporcionar uma tensão alternada o mais próxima possível a uma tensão de referência senoidal desejada na saída. Dependendo da aplicação e dentro das várias técnicas PWM existentes, certos tipos de controle PWM satisfazem melhor às necessidades impostas à tensão de saída do inversor. Por exemplo, geralmente em acionamentos elétricos de máquinas deseja-se variar a velocidade, de modo a exigir a variação da frequência e/ou tensão de saída do inversor.

Nos sistemas ininterruptos de energia (UPS), idealmente procura-se dispor na saída do inversor, de uma tensão alternada com *frequência fixa, livre de harmônicas e independente da variação de carga*. A modulação do sinal de referência para gerar pulsos de gatilho está em função de regular a amplitude da tensão de saída e sua frequência, bem como minimizar o seu conteúdo harmônico. Tem-se interesse do ponto de vista de projeto, que a frequência de comutação seja constante. Assim, os elementos passivos terão seu projeto para uma frequência fixa. Além disso, para diminuir o tamanho e o custo dos elementos passivos, o inversor deve operar em alta frequência, no mínimo superior à audível.

Com a necessidade crescente de controladores rápidos e eficientes, para proporcionar na saída do inversor uma tensão de qualidade para qualquer tipo de carga, muito se tem feito para satisfazer esta exigência. Os interruptores de potência, nestes últimos anos, tecnologicamente cresceram de forma espantosa, como também as estruturas e os métodos de melhor aproveitamento das mesmas. Podê-se dizer que chegou-se bem próximo aos interruptores "ideais". Em contrapartida, seja pelas mudanças crescente do tipo de carga, e pelas dificuldades tecnológicas e teóricas, o controle, nesta área, não seguiu o vertiginoso crescimento da eletrônica de potência como tal. Assim este estudo vem de encontro ao interesse de fornecer um controle a altura do nível tecnológico da estrutura de potência do inversor.

Além da modulação, o inversor deverá dispor de um controle capaz de satisfazer às exigências de especificação. O presente trabalho faz um estudo de um controle não-linear por modo deslizante ("Sliding Mode Control" - SMC). Propõe uma estratégia de controle tendo em vista a operação do inversor de tensão em frequência fixa de comutação. Como resultado, obtém-se uma metodologia de projeto para o inversor de tensão e seu controle operando com carga linear e não-linear.

O trabalho é apresentado em capítulos, onde se propõe capacitar o entendimento do controle por modo deslizante, SMC.

No capítulo 2 apresenta-se algumas das técnicas de modulação, focalizando suas vantagens e desvantagens. Os inversores de tensão para cargas não-lineares, além da modulação, precisam de um controle em malha fechada. Algumas das técnicas são boas em termos de modulação, outras na compensação. Também, ao pretender-se frequência fixa de comutação, a malha de controle torna-se mais complicada. As que operam em malha fechada, trazem inconvenientes na implementação da modulação em frequência, e tendo resposta dinâmica rápida, geram problemas de estabilidade. Apesar da malha de controle possuir elementos não-lineares (de descontinuidade), a abordagem do controle se dá de forma clássica linear.

No capítulo 3, o inversor é apresentado. Procura-se modelá-lo de maneira simples. Como o objetivo do trabalho é capacitar o inversor a operar com a carga não-linear, algumas relações de projeto do inversor de tensão e seu filtro são encontradas para este tipo de operação. Há uma análise sobre o filtro de saída como tal, variação da corrente no indutor e variação da tensão no capacitor. São determinadas algumas diretrizes gerais de projeto do filtro, suas vantagens e implicações.

No capítulo 4 expõe-se a teoria do SMC. Uma abordagem teórica é realizada, relacionando, na medida do possível, com a eletrônica de potência e, conseqüentemente, com o inversor de tensão. Demonstra-se, em termos teóricos, a insensibilidade do SMC em relação à dinâmicas não modeladas e, sobre a estabilidade, conclui-se que, limitando o valor do sinal da superfície de deslizamento (compensação do sistema), o valor do sinal de erro é comportado. A análise é feita

para o sensoramento (controle) de uma única variável, entretanto ela pode ser estendida, de maneira adequada, ao controle multi-variável.

No capítulo 5, propõe-se a estratégia de controle, ou seja, a forma da malha fechada. Uma das características desfavoráveis do SMC é sua dificuldade inerente de implementação. Nas soluções propostas por outros autores, observa-se o grau de complexidade da implementação da malha de controle, tanto teórica como prática. Quando pretende-se frequência fixa de comutação, a complexidade aumenta. A solução proposta neste trabalho possui, como característica principal, a simplicidade da malha de controle e das diretrizes para a determinação dos parâmetros da superfície.

No capítulo 6, resultados de simulação são mostrados e comentados para três tipos diferentes de projeto. Certos detalhes da teoria são visualizados em termos de sinais, bem como o desempenho do inversor controlado conforme a teoria do SMC. O programa usado para simular foi o PSPICE e, em anexo, há um exemplo de arquivo de dados próprio para este programa. Optou-se por desenvolver as etapas de projeto passo-a-passo, com o objetivo de evidenciar detalhes da metodologia de projeto.

O capítulo 7 é composto pela implementação do inversor de tensão controlado e pelos resultados práticos obtidos. Faz-se o dimensionamento do circuito de potência. Os circuitos de controle e comando são expostos e comentados. Apesar da maioria dos circuitos, que compõe a malha de controle, já terem sido implementados, houve a necessidade de adaptações. Foi uma primeira implementação prática da malha de controle, portanto carecendo de uma otimização.

O objetivo do trabalho não é a obtenção de um produto final. Mas sim a realização de uma primeira abordagem, pelo grupo de pesquisa em eletrônica de potência, acerca da técnica de controle robusto por modo deslizante.

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS DE CONTROLE E MODULAÇÃO PWM USUALMENTE EMPREGADAS EM INVERSORES DE TENSÃO.

2.1 - INTRODUÇÃO.

A escolha da técnica PWM, além do tipo de aplicação, baseia-se primeiramente nos princípios gerais: simplicidade, custo, confiabilidade, estabilidade e resposta dinâmica de controle. Como as cargas não-lineares passaram a ser comuns nos sistemas ininterruptos de energia (UPS), a resposta dinâmica tornou-se um dos requisitos de controle mais exigidos, a fim de satisfazer as especificações de projeto e operação. Um sistema com bom desempenho de resposta dinâmica, além de permitir variações de carga sem fugir das especificações, aceita transitórios indesejáveis ocasionados por perturbações externas à planta. Entretanto, em termos de controle clássico, há um compromisso entre uma boa resposta dinâmica e estabilidade. Muitas vezes o que restringe a resposta dinâmica é a possibilidade do sistema tornar-se instável.

O tipo de carga comum nos UPS's possuem constantes de tempo relativamente menores que as constantes de tempo própria das máquinas em acionamento elétrico. Assim, certas técnicas PWM, devido à resposta dinâmica inerente a elas, não são convenientes em aplicações em UPS's.

Algumas técnicas serão esplanadas rapidamente a seguir.

2.2 - TÉCNICA PWM SENOIDAL A DOIS NÍVEIS (CLÁSSICA) [32].

Esta técnica é a mais utilizada. Possui grande simplicidade de implementação e custo baixíssimo. Os pulsos de comando são gerados pela comparação entre uma onda senoidal de referência com uma onda triangular. O aumento da frequência da onda triangular aumenta o número de intersecções da mesma com a onda senoidal de referência, resultando em um aumento do número de pulsos da saída do modulador. Como o número de pulsos da saída do modulador está concatenado ao conteúdo harmônico, aumentando a frequência da onda triangular, as harmônicas se deslocam no espectro para uma faixa de ordem mais elevada. Possui um único

comando para as chaves, onde, por exemplo em uma ponte completa, duas chaves obedecem este comando, e as outras duas o complementar [32].

Os problemas desta técnica são:

- a) o ganho de tensão de saída (a máxima tensão relativa é baixa);
- b) o número elevado de pulsos de saída; apesar de melhorar significativamente o conteúdo harmônico em relação a uma onda quadrada, se mostra uma técnica ainda pobre na eliminação de harmônicos;
- c) não é apropriada para ser usada em malha fechada, pois há instabilidade e o projeto de compensadores é difícil (os pulsos não são equidistantes e a equação que rege a largura dos pulsos é transcendental, impossibilitando um estudo analítico) [33].

A fim de solucionar a deficiência da modulação senoidal quanto ao valor máximo da fundamental de saída, adiciona-se um terceiro harmônico ao sinal de referência. Tal técnica é dita modulação senoidal subótima [32].

2.3 - TÉCNICA DE MODULAÇÃO PWM OTIMIZADA [32].

A minimização das harmônicas de saída pode ser aprimorada através da otimização das larguras de pulsos e dos seus posicionamentos. A frequência da onda fundamental de saída e suas harmônicas são a combinação da fundamental e das harmônicas contidas na modulação do comando. Através de critérios para uma otimização, calculam-se as larguras dos pulsos e seus posicionamentos. Por exemplo, havendo simetria na seqüência dos pulsos no período, as harmônicas pares são nulas. Este método tem como vantagem o baixo número de pulsos de saída, reduzindo assim o número de comutações, que por sua vez pode reduzir um certo número de harmônicas ímpares. Sua desvantagem é a complexidade do cálculo, bem como a determinação do seu critério ideal.

Em termos de implementação, as ordens de gatilho, após terem sido calculadas, são guardadas em uma memória EPROM, por exemplo. Pode-se memorizar várias seqüências de pulsos. Dependendo das condições da tensão de saída, uma das seqüências de pulsos é escolhida para satisfazer à forma da tensão de carga desejada. O inconveniente deste tipo de modulação em malha fechada constitui-se na sua lentidão. Sempre que houver necessidade da mudança de uma seqüência de pulsos, a seqüência atual deve findar para que a seqüência escolhida pela realimentação possa atuar. Assim sendo, informações de saída são perdidas, podendo haver

instabilidade, e conseqüentemente pouca confiabilidade. Além da lentidão à variação de carga, este tipo de modulação possui frequência variável.

2.4 - TÉCNICA DE MODULAÇÃO PWM BASEADA NO CONTROLE VETORIAL:

Este método consiste no cálculo, em tempo real, de vetores de posição em um plano, onde vetores representantes da referência são comparados com vetores representantes da saída do inversor, gerando assim os pulsos do comando. Além de obrigar a saída a seguir a referência em tempo real, embutido ao cálculo, pode-se ter condições impostas, além de outras, como otimização PWM para baixas frequências, minimização de pulsos de torque (máquinas), minimização do conteúdo harmônico da corrente (diminui perdas no cobre em máquinas). Esta técnica requer o uso de microprocessador e sensores nas variáveis de estado da planta. A principal desvantagem se encontra na lentidão da resposta. A causa disso é o tempo de processamento inerente ao microprocessador; cálculos de certa complexidade e pesados; e tempo de amostragem (conversor A/D e bloqueador). Isto limita, portanto, a rapidez de resposta com a variação de carga. A principal vantagem deste método é a possibilidade de fechar a malha, gerando excelente confiabilidade de controle em regime permanente.

É muito usado em acionamento elétrico, pois as constantes de tempo das máquinas são relativamente grandes. Mas é desaconselhável para UPS's com variação rápida de carga, porque há perdas de informações da saída pelo cálculo, pela aquisição e pela atuação.

Além de altos custos relativos aos componentes eletrônicos, há custos de software.

2.5 - TÉCNICA DE MODULAÇÃO DELTA- PWM (DM-PWM) [34][35][36].

Esta técnica vem da área de telecomunicações. A fig.2.1 mostra o diagrama funcional.

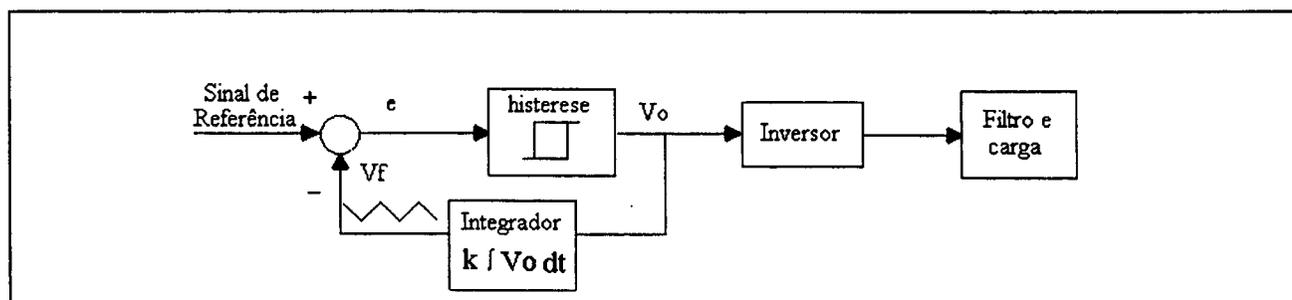


Fig.2.1 - Diagrama funcional da modulação Delta-PWM.

O conteúdo harmônico do sinal modulado V_o é auto-regulado de forma analógica pelo laço fechado da modulação PWM-DM. A faixa das harmônicas é de ordem elevada no espectro, próximas à frequência do sinal de realimentação V_f .

As vantagens desta técnica reside na simplicidade e no baixo custo de implementação; não usa sensores; oferece a razão constante V/Hz (tensão/frequência), conveniente ao acionamento de máquinas. As desvantagens são operação em malha aberta em relação à carga, principalmente; e a modulação em frequência, além da por largura de pulso. Em frequências muito altas, a técnica PWM-DM apresenta instabilidade.

Possui modulação intrínseca em frequência. Há técnicas simples e de baixo custo para fixar a frequência de comutação. Por exemplo, a referência [37] propõe o modelo adaptativo da referência, somando um trem de pulsos retangulares ao sinal de referência. Em [38], a solução apresentada é sincronizar o sinal de erro, através de um pulso externo, a fim de limitar a largura de pulso.

Além de eliminar naturalmente as harmônicas de baixa ordem, as outras ainda podem ser eliminadas através de filtros de ordem mais elevada (duplo integrador) no caminho de realimentação, ou através de filtros sintonizados [39].

O uso da PWM-DM é muito restrita em UPS's. Não é adequada para cargas não-lineares. É usada geralmente em acionamento elétrico, pois as cargas são comportadas. Não dá confiabilidade, pois não possui realimentação da tensão de carga.

2.6 - TÉCNICA DE MODULAÇÃO DELTA-SIGMA (PWM-DSM) [40].

A técnica PWM-DSM é mostrada na Fig.2.2. A vantagem em relação a técnica anterior, está em que a variação da frequência de comutação é menor (pois aqui o integrador está depois do erro, e lá o integrador age apenas no sinal de saída) e de filtrar melhor as harmônicas (pois o integrador está na malha direta também como filtro).

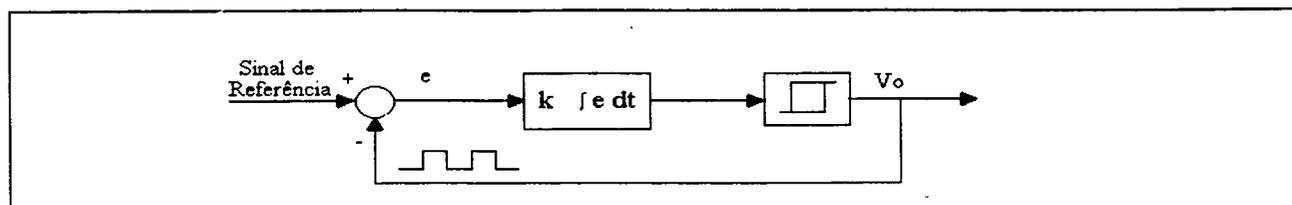


Fig.2.2 - Diagrama funcional da modulação Delta-Sigma.

Todas as vantagens e desvantagens são as mesmas que a modulação PWM-DM. Convém salientar novamente que estes dois tipos de modulação não prevêm a variação de carga, por não possuírem realimentação da saída do inversor.

2.7 - TÉCNICA DE MODULAÇÃO PWM COM REALIMENTAÇÃO INSTANTÂNEA À HISTERESE (PWM-RIH) [33][41][42].

O diagrama funcional está mostrado na Fig.2.3. Por sua realimentação ser diretamente da saída, tendo um sinal de erro instantâneo, esta técnica é boa em termos de resposta dinâmica. Assim sendo, ela pode ser empregada em UPS's com variações de carga. Dá boa confiabilidade ao sistema de controle, é de baixo custo e apresenta simplicidade de implementação. Suas desvantagens são problemas de instabilidade e de difícil projeto. Há o elemento de histerese que dificulta a análise, pois o comparador com histerese é uma função não-linear. Em termos de frequência de comutação, seu defeito é ser PWM com frequência variável.

A referência [33] apresenta uma abordagem do elemento de histerese, resultando uma função de transferência do bloco de histerese (linearização). Há a técnica de variar a largura da histerese para poder tornar a frequência fixa [43].

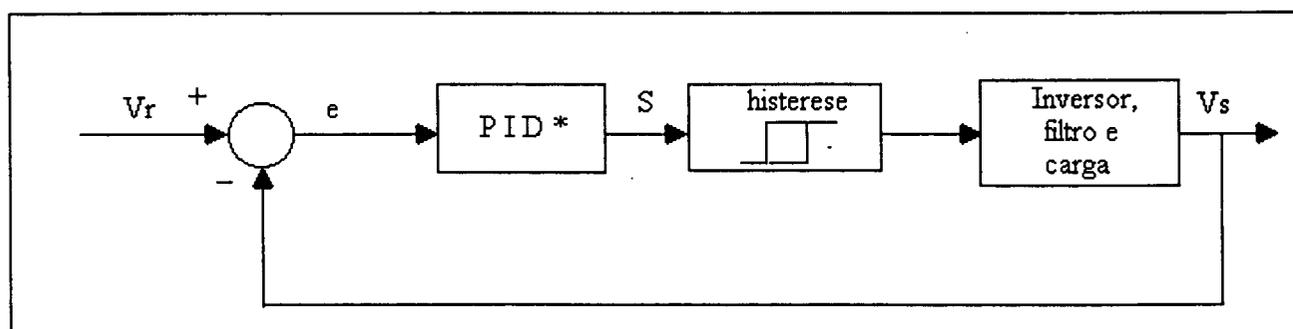


Fig.2.3- Diagrama funcional da modulação PWM-RIH

Na Fig.2.3 apresenta-se o diagrama de blocos da modulação PWM-RIH, onde PID* pode ser outro tipo de controlador. A referência [43] usa um proporcional derivativo (PD).

2.8 - CONCLUSÃO.

Um controle PWM para UPS's, além de ter baixa distorção harmônica (THD) de saída, deve ter uma resposta dinâmica rápida, a fim de permitir variações aleatórias de carga e o uso de cargas não-lineares. Distúrbios de carga e mudança de parâmetros também devem ser absorvidos. A frequência de comutação sendo constante, facilita o projeto do circuito de potência e de seu filtro de saída. A simplicidade de projeto de uma malha de controle a torna competitiva. Portanto, a modulação do sinal de referência deve ser em frequência fixa, ter realimentação estável com resposta rápida e simplicidade.

CAPÍTULO 3

O INVERSOR DE TENSÃO E SEU FILTRO.

3.1 INTRODUÇÃO.

O inversor de tensão e suas relações com seu filtro serão estudadas neste capítulo. Objetiva-se obter um modelo simplificado do inversor e algumas diretrizes gerais de projeto. Na engenharia, a questão de compromisso entre volume, peso, custo e desempenho, é complexa. A escolha de parâmetros deve satisfazer as especificações da melhor forma, nem sempre podendo atingir a todas. Assim, a abordagem neste trabalho se restringirá mais acerca do desempenho do inversor.

3.2 - O INVERSOR DE TENSÃO.

3.2.1 - TOPOLOGIA E ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.

A topologia do inversor adotada para o estudo é apresentada na Fig.3.1.

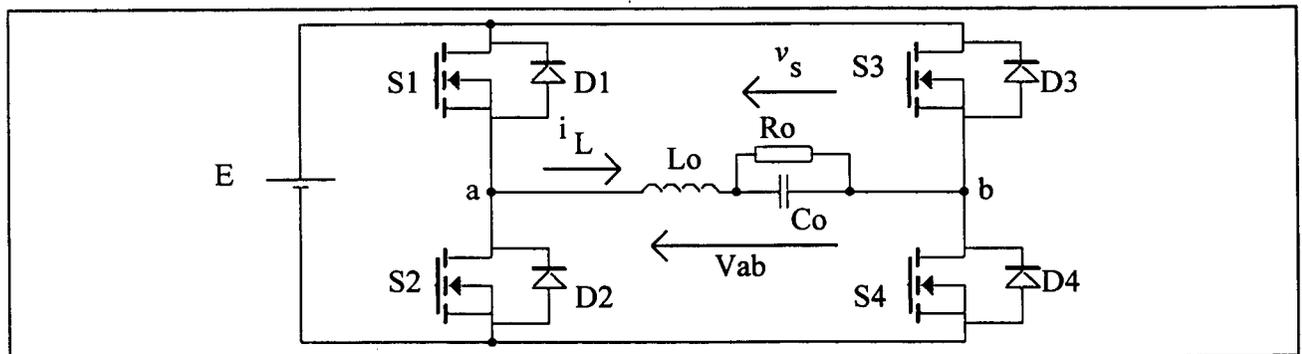


Fig.3.1 - Estrutura de potência do inversor de tensão.

Onde

E : fonte de tensão DC de entrada.

S_1, S_2, S_3, S_4 : interruptores de potência.

D_1, D_2, D_3, D_4 : diodos de roda livre.

L_0 : indutor de filtro.

C_0 : capacitor de filtro

V_{ab} : tensão entre os nós "a" e "b".

i_L : corrente no indutor de filtro.

v_s : tensão na carga.

R_0 : resistência de carga

A tensão contínua de entrada E do inversor é a fornecedora de energia para a carga. Como não há no circuito de potência elementos objetivando o armazenamento de energia, a tensão de entrada deve ser superior ao valor de pico da tensão senoidal fundamental de saída de frequência f_0 . Isto quando o controle for instantâneo ou por valores médios. Pois para uma forma de onda quadrada da mesma frequência de saída, E é dado por:

$$E = \frac{4}{\pi} V_{s_{ef}} \quad (3.1)$$

A inversão da tensão contínua E ocorre pela variação da razão cíclica D , para este tipo de modulação PWM a dois níveis, de maneira a ordenar a comutação dos interruptores.. Seja f_s a frequência fixa de comutação. Então,

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.2)$$

$$D = \frac{t_s}{T_s} \quad (3.3)$$

Onde

D : razão cíclica

T_s : período de comutação.

t_s : intervalo de condução do interruptor no período T_s

As etapas de funcionamento a dois níveis dentro de um período de comutação são:

1 - Primeira etapa de funcionamento.

Os interruptores $S1$ e $S4$ estão conduzindo a corrente do indutor. A tensão V_{ab} é E .

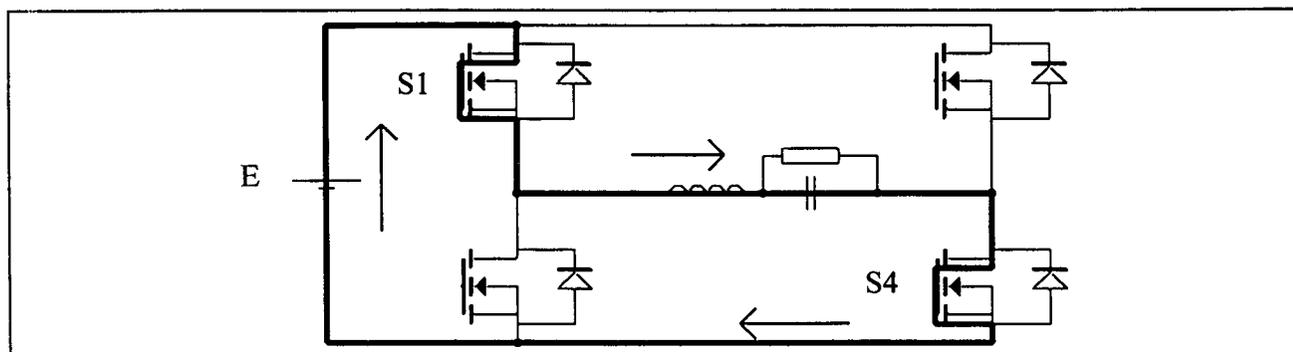


Fig.3.2 - Primeira etapa de funcionamento.

2 - Segunda etapa de funcionamento.

Os interruptores S1 e S4 recebem ordem de bloqueio. Os diodos D2 e D3 estão conduzindo a corrente do indutor que continua no mesmo sentido, até se anular. . Após S1 e S4 bloquearem, há um tempo morto e os interruptores S2 e S3 recebem ordem de condução, porém não irão conduzir até que a corrente mude de sentido. A tensão V_{ab} é negativa, $-E$.

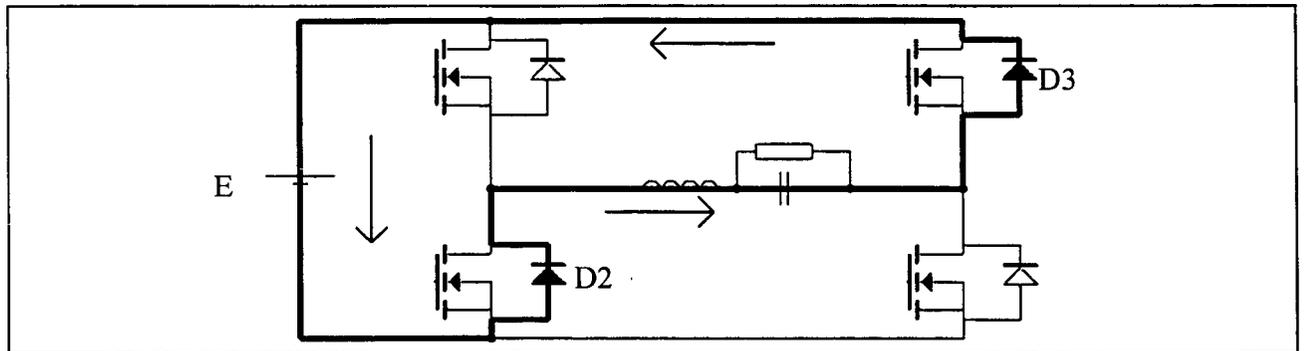


Fig.3.3 - Segunda etapa de funcionamento

3 - Terceira etapa de funcionamento.

A corrente muda de sentido e os interruptores S2 e S3, o quais já haviam recebido ordem de condução, passam a conduzir a corrente do indutor. A tensão V_{ab} continua negativa.

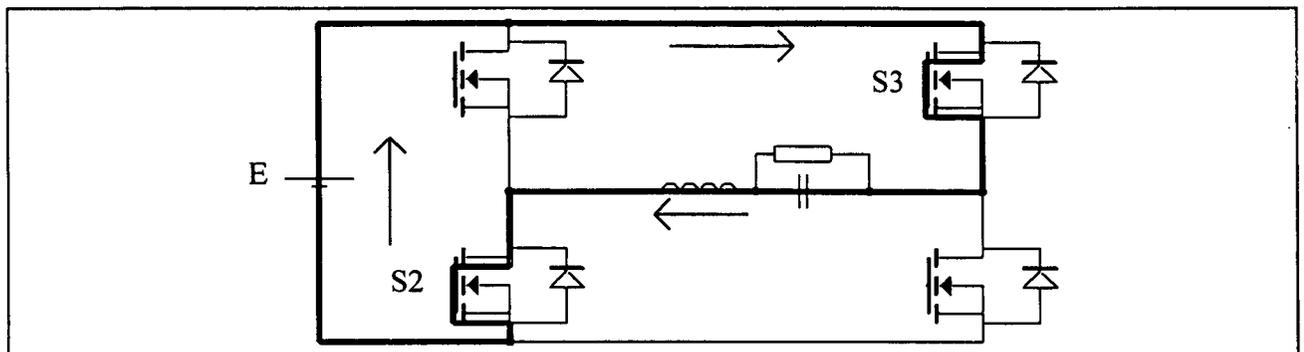


Fig.3.4 - Terceira etapa de funcionamento

4 - Quarta etapa de funcionamento.

Os interruptores S2 e S4 recebem ordem de bloqueio. Os diodos D1 e D4 assumem automaticamente a corrente do indutor. A tensão V_{ab} passa então a ser positiva.

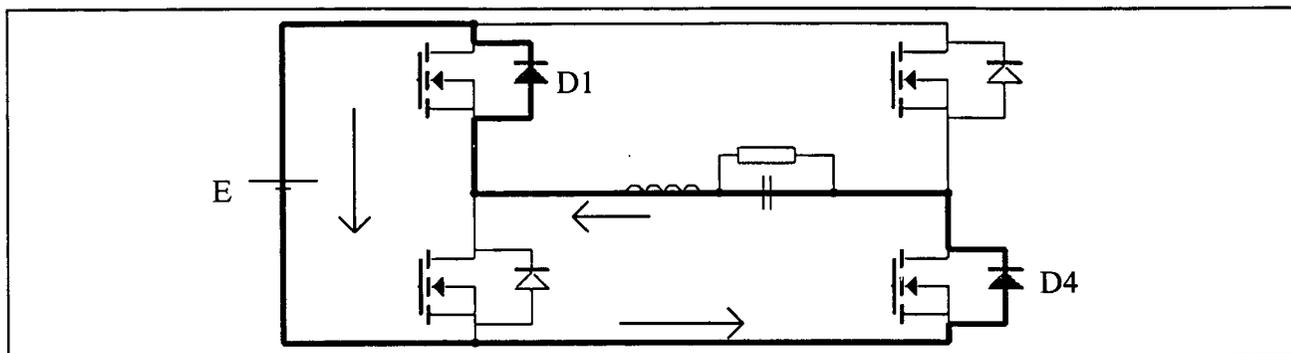


Fig.3.5 - Quarta etapa de funcionamento

3.2.2 - MODELAGEM DO INVERSOR DE TENSÃO.

Devido às características do tipo de controle escolhido (SMC), o modelamento do inversor de tensão pode ser simples. As deduções são realizadas no circuito correspondente à primeira etapa de funcionamento descrita anteriormente e depois generalizada. Supondo o inversor a vazio, vem:

$$i_L(t) = i_c(t) = C_o \frac{dv_c}{dt} = C_o \frac{dv_s}{dt} \quad (3.4)$$

$$v_L(t) = L_o \frac{di_L}{dt} \quad (3.5)$$

Substituindo (3.4) em (3.5),

$$v_L(t) = C_o L_o \frac{dv_s^2}{dt^2} \quad (3.6)$$

$$V_{ab} = v_s + v_L \quad (3.7)$$

$$V_{ab} = E \quad (\text{nesta etapa}) \quad (3.8)$$

Assim,

$$v''_s(t) = \frac{1}{L_o C_o} [E - v_s] \quad (3.9)$$

Generalizando a equação para todas as etapas e escrevendo o modelo na forma de variável de estado, vem:

$$V_{ab} = \begin{cases} E & \text{se } u = u^+ = 1 \\ -E & \text{se } u = u^- = -1 \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L_o C_o} \quad (3.11)$$

$$v'_{s1} = v'_s \quad (3.12)$$

$$v'_{s2} = v''_s = \omega_o^2 [V_{ab} - v_s] \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} v'_{s1} \\ v'_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_o^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_o^2 \end{bmatrix} uE \quad (3.13)$$

A equação (3.13) é contínua por partes no tempo, regida pela variável descontínua u . A variável u poderia ser entendida como uma ordem de mudança do sinal de V_{ab} . Se u for "1", a equação diferencial representante será com $V_{ab}=E$, ou relativa à primeira etapa de operação. Do contrário, se u for igual a "-1", $V_{ab}=-E$, onde a equação diferencial corresponde a segunda e terceira etapas de operação do inversor de tensão.

3.3 - ANÁLISE MATEMÁTICA DO FILTRO DE SAÍDA LC.

Considera-se:

- o sistema está em regime, isto é, a tensão de saída esta seguindo a tensão de referência senoidal.
- funcionamento a vazio;
- a variação da tensão no capacitor é nula em um período de comutação T_s ;
- a corrente alternada no indutor na frequência de comutação é a mesma que passa pelo capacitor de filtro, de modo que a corrente média no capacitor seja nula;
- no período de comutação, as derivadas das variáveis de estado são tomadas como variações temporais.

Da malha do circuito,

$$L_o \frac{\Delta I_L}{DT_s} = E - V_s \quad (3.14)$$

$$-L_o \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} = -E + V_s \quad (3.15)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{DT_s + (1-D)T_s} \quad (3.16)$$

Substituindo as equações acima, (3.14) e (3.15) em (3.16), resulta:

$$\Delta I_L = \frac{E^2 - V_s^2}{2L_o E f_s} \quad (3.17)$$

A frequência de comutação é fixa. Então obtém-se as seguintes conclusões:

- a) a variação de corrente no indutor, ΔI_L , será máxima quando a tensão de saída for nula
- b) a variação de corrente no indutor, ΔI_L , será mínima quando a tensão de saída for de máxima amplitude.

Assim, a equação (3.17), para os dois casos, fica:

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{E}{2L_o f_s} \quad (3.18)$$

$$\Delta I_{L_{\min}} = \frac{E^2 - V_{sp}^2}{2L_o E f_s} \quad (3.19)$$

A equação (3.18) pode ser obtida de outra maneira. Quando a tensão de saída for nula, o capacitor fisicamente é um curto, pois se encontra descarregado. Nesta situação, a razão cíclica é de 0,5. Assim,

$$\int_0^{T_s} E dt = L_o \int di \quad (3.20)$$

Que em variações temporais fica:

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{E}{2L_o f_s} \quad (3.18)$$

A corrente no indutor é a mesma que passa pelo capacitor, de maneira que a variação da tensão no capacitor pode ser dada por:

$$\Delta I_L = C_o \frac{\Delta V_s}{\Delta t} \quad (3.21)$$

Em frequência fixa, a máxima ondulação da corrente ocorre quando $D=0,5$. Em meio período de comutação, a corrente vai de um valor extremo ao outro. Assim,

$$\Delta V_{s\max} = \frac{\Delta I_{L\max}}{2C_o f_s} \quad (3.22)$$

$$\Delta V_{s\max} = \frac{E}{4L_o C_o f_s^2} \quad (3.23)$$

3.4 - DETERMINAÇÃO DO INDUTOR DE FILTRO E DA CORRENTE MÁXIMA DE PICO NO INTERRUPTOR PARA CARGA NÃO-LINEAR.

Considerações Iniciais:

Seja a carga não-linear uma ponte retificadora de onda completa com um capacitor de filtro de "ripple".

No intervalo de atuação da carga não-linear, Δt_c (tempo de condução do diodo de uma ponte retificadora), os interruptores correspondentes estão na razão cíclica máxima.

Considera-se a forma da onda na carga de forma retangular para determinação da corrente de pico durante o intervalo Δt_c [26].

A forma de onda real da carga não-linear é praticamente triangular [26], então:

$$i_{op} = 2i_{chg} \quad (3.24)$$

Para o início da análise, o indutor de filtro L_o é tão pequeno que não limita a corrente de pico.

O tempo de condução do diodo da carga não-linear é:

$$\Delta t_c = \frac{\cos^{-1} \left[\frac{V_{c\min}}{V_{cp}} \right]}{2\pi f_o} \quad (3.25)$$

Onde, V_c é a tensão no capacitor de carga. A variação na tensão, "ripple", é dada por:

$$\Delta V = (V_{cp} - V_{c\min}) \quad (3.26)$$

$$i_{\text{chg}} = \frac{C_c \Delta V}{\Delta t_c} \quad (3.27)$$

Então,

$$i_{\text{op}} = 2C_c \frac{\Delta V}{\Delta t_c} \quad (3.28)$$

No inversor controlado em malha fechada, a corrente no indutor tem a forma semelhante a um dente-de-serra repicado, devido à ondulação da tensão de saída em torno da tensão de referência (veja Fig.6.12, Fig.6.16 e Fig.6.19). Uma boa aproximação para a corrente de pico de carga i_{op} não-linear é

$$i_{\text{op}} \approx 4 \frac{C_c \Delta V}{\Delta t_c} \quad (3.29)$$

Esta aproximação é comprovada posteriormente no capítulo de resultados de simulação.

A corrente no indutor total de pico é dada por:

$$I_{Lp} = i_{\text{op}} + \frac{\Delta I_{L\text{max}}}{2} \quad (3.30)$$

A corrente de pico que passa no indutor é a mesma que passa pelo interruptor, então:

$$I_{Sp} = I_{Lp} \quad (3.31)$$

$$I_{Sp} = \frac{4C_c \Delta V}{\Delta t_c} + \frac{E}{4L_o f_s} \quad (3.32)$$

$$I_{Sp} = \frac{16C_c \Delta V L_o f_s + E \Delta t_c}{4 \Delta t_c L_o f_s} \quad (3.33)$$

Se a corrente máxima no transistor for limitada, por I_{Dp} ,

$$L_o \geq \frac{E \Delta t_c}{(4I_{Dp} \Delta t_c - 16C_c \Delta V) f_s} \quad (3.34)$$

3.5 - CONSIDERAÇÕES A CERCA DO FILTRO DO INVERSOR RELACIONADOS COM O CONTROLE INSTANTÂNEO ($f_s \ll f_o$) EM MALHA FECHADA.

O filtro tem como característica principal atenuar as harmônicas da tensão modulada V_{ab} , e deste modo obter a fundamental da tensão de saída. O filtro é de segunda ordem, portanto atenua 40 decibéis por década. Sua frequência de corte é dada pela equação (3.35).

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

3.5.1 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O AMORTECIMENTO

O amortecimento do filtro de saída $L_o C_o$ do inversor em função da carga (resistiva) é dada por:

$$\zeta = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \quad (3.36)$$

Quanto maior R_o , menos amortecido é o sistema e, conseqüentemente, mais exige-se do controle em malha fechada.

Quanto menor o indutor de filtro, menor também é o amortecimento. Se deseja-se manter um amortecimento fixo, diminuindo o indutor deve-se aumentar proporcionalmente C_o .

Um amortecimento elevado, corresponde a um maior atraso da fase do sistema. Assim, com indutores menores, na frequência de saída ($f_o \ll f_s$), a forma de onda não sofre atraso. No inversor de tensão corresponde dizer que o atraso entre a tensão V_{ab} e a tensão de saída é menor.

Com certos valores de L_o e C_o , $\zeta < 0.7$, a tensão de saída está adiantada em relação a tensão V_{ab} . A alta frequência é amplificada quando $\zeta > 0.7$, até um pouco além da frequência de corte do filtro.

O inversor a vazio, tende a ter amortecimento nulo, isto é, sua saída tende a oscilar continuamente após ter sido perturbada.

3.5.2 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPEDÂNCIA DE SAÍDA DO INVERSOR.

Além de necessitar de um bom controle, principalmente para cargas não-lineares, o inversor de tensão deve ser dotado de uma característica indispensável: mínima impedância de saída [30]. Do ponto de vista da carga, que é a mesma do capacitor de filtro C_0 , entre ela e a fonte de energia existe somente o indutor L_0 como impedância. Assim, as seguintes características seriam ideais para o indutor:

- a) Baixo valor de indutância
- b) Se fosse possível, tecnologicamente e com bom conhecimento de materiais, que o indutor saturasse na presença de altas correntes (carga não-linear). Isto é, na presença de cargas comportadas, é necessário manter seu valor nominal de indutância. Quando entra a carga não-linear, ele poderia saturar levemente, desde que se assegurasse que o valor máximo da corrente no interruptor não fosse atingido.

As inconveniências de um indutor pequeno são:

- a) alta variação de sua corrente na frequência de comutação;
- b) aumento do valor do capacitor de filtro, a fim de assegurar baixas variações da tensão de saída;
- c) aumento de perdas pelo aumento da energia reativa circulante;
- d) maior dimensionamento dos interruptores;
- e) maior capacidade da fonte de tensão contínua de entrada E;
- f) inconveniências tecnológicas possíveis, em termos de eletrônica de potência, pois para o inversor, na tensão V_{ab} , está conectada uma outra fonte de tensão. Entretanto, isso pode ser usado como característica positiva, pois pode-se usar a técnica de comutação não dissipativa [29] devido a alta variação da corrente no indutor;.
- g) problemas de instabilidade, dado por amortecimento pequeno.

As vantagens de um pequeno indutor são:

- a) melhor regulação de saída;
- b) resposta dinâmica rápida;
- c) menor volume e peso relativos ao indutor;
- d) possibilidade de comutação não dissipativa [29].

3.6 - CONTROLE, ESTABILIDADE E FILTRO

O inversor a vazio possui um amortecimento praticamente nulo, de difícil controle. Pois, não havendo amortecimento na planta, o controle deverá providenciar que a malha possa ter um amortecimento satisfatório. Se não houver o amortecimento, o sistema sofrendo qualquer perturbação, poderá facilmente atingir a instabilidade.

A referência [7] faz um estudo acerca da estabilidade dos inversores de tensão em função da grandeza sensorada (variável de controle). Em uma realimentação simples, quando a variável de controle for a tensão no capacitor, facilmente se atinge a instabilidade. Entretanto quando o sensor for de corrente no capacitor de filtro, em uma simples realimentação, o sistema é estável naturalmente. Analisando o lugar das raízes mostrado na referência [7], para o sensoramento da corrente, o sistema tem uma resposta dinâmica mais lenta em relação ao sensoramento da tensão do capacitor, a não ser que se tenha altíssimos ganhos na malha. Este trabalho já tinha sido desenvolvido pela referência [29], em termos de implementação. Analisando os resultados de [29] para carga não-linear, julga-se que, a distorção ocorrida na tensão de saída, deve-se ao fato da lentidão do sistema. Um bom controle seria uma *sobreposição do sensoramento da corrente no capacitor*, tendo em vista a *estabilidade*, e da *tensão* no mesmo, tendo em vista a *resposta dinâmica*.

3.7. CONCLUSÃO.

Obteve-se um modelo bastante simplificado para o inversor de tensão e seu filtro. Um estudo sobre a variação da corrente no indutor e da tensão no capacitor, para o sistema em regime e frequência fixa, proporcionou relações entre os principais parâmetros do circuito de potência.

Quando deseja-se qualidade da tensão de saída, são necessários um inversor de tensão de resposta rápida e com um controle estável, com boa resposta dinâmica. Embora seja uma planta relativamente simples, ela esconde grande complexidade: a vazio, o amortecimento é praticamente nulo; e com carga não-linear há a dificuldade em responder à solicitação de correntes instantâneas elevadas por causa do indutor de filtro.

CAPÍTULO 4

CONTROLE POR MODO DESLIZANTE.

4.1 - INTRODUÇÃO:

Em sistemas não-lineares os métodos clássicos de controle ou são aplicáveis em uma pequena faixa de operação (onde apresentam-se como sistema linear) ou são ineficientes. Na realidade os sistemas são em sua natureza não-lineares, apresentando-se lineares relativamente a uma faixa de observação ou operação. Na teoria clássica de controle, um sistema (planta) deve ser modelado com precisão dentro da faixa de operação. Muitos sistemas são de difícil modelagem. Por exemplo: o atrito em um sistema mecânico, em eletrônica de potência um inversor de tensão com carga não-linear. Como, então, em princípio os sistemas reais são não-lineares, eles convenientemente devem ser aproximados por um sistema linear através de uma modelagem adequada e, posteriormente, por um método de linearização para que se possa fazer uma abordagem própria do controle linear clássico. Assim, sistemas lineares são casos particulares dos sistemas reais, não-lineares, adequadamente restringidos.

Na área da Eletrônica de Potência, devido à comutação de interruptores, a principal característica do sistema (planta) é a variação da estrutura no tempo (VSS - "Variable Structure System") [1][2][3][4][22], caracterizando inevitavelmente que equações diferenciais distintas descrevam o funcionamento do sistema em todo o tempo, determinando uma não-linearidade. Isto traz certos problemas de ordem de controle linear clássico. A fim de não esbarrar nestes problemas optou-se por procurar um controle mais próximo à situação imposta pelo tipo de planta da Eletrônica de Potência.

As estruturas de Eletrônica de Potência possuem as seguintes características principais do ponto de vista controle/Eletrônica de Potência (VSS):

- a) variação da tensão (corrente) aplicada na entrada de maneira a ser descontínua na carga ou em outro ponto relevante do circuito de potência;
- b) procura-se ter uma alta frequência de comutação a fim de otimizar o uso dos elementos passivos, de possibilitar técnicas de comutação não-dissipativas com pequeno volume dos

elementos de ajuda à comutação, de proporcionar uma faixa de frequência de comutação superior a audível;

c) possuem dinâmicas de difícil modelagem oriundas principalmente das mudanças de estrutura no tempo e de elementos parasitas;

d) tendem a ter um ponto de equilíbrio dinâmico, ou seja, há uma variação da variável de interesse (saída) em torno do ponto de referência, uma ondulação típica;

e) geralmente, a implementação e projeto de um circuito de potência e seu compensador dependem do ponto de operação;

f) há estruturas com ponto de operação variável. A carga geralmente define como a estrutura deverá variar no tempo (o quanto de energia deverá ser fornecida em um "pacote"). Inversores de tensão, por exemplo, não possuem um ponto fixo de operação.

Estas características são extremamente indesejáveis no controle linear clássico. Assim, por estes motivos e ao mesmo tempo aproveitando estas costumeiras desvantagens como algo propício ao controle, escolheu-se um tipo de controle em malha fechada não-linear do tipo robusto: controle por modo deslizante ("Sliding Mode Control" - SMC).

A natureza não-linear das estruturas de Eletrônica de Potência e a alta frequência de comutação (de variação da estrutura) possibilitam a implantação do SMC [1][2][5][6][7][8][9][10][11][22]. Este, por sua vez, promete insensibilidade à variação de parâmetros (por exemplo, variação dos valores nominais de componentes em relação à variação de temperatura), às incertezas de estrutura (por exemplo, tempo variável de entrada de condução ou bloqueio de um interruptor) e às incertezas dinâmicas não modeladas (por exemplo, ponto de operação variável ou carga não-linear)[1][10][11][22]. Portanto, há uma espécie de simbiose técnica entre a planta e o controle.

4.2 - PRINCÍPIO DO SMC.

As variáveis de estado do sistema, mais propriamente da planta, ao sofrerem uma excitação evoluem ao longo do tempo segundo uma lei natural própria até um ponto de equilíbrio ou para a instabilidade. Dependendo do número destas variáveis, o espaço de estado que contém a trajetória tem dimensão de mesmo número das variáveis de estado (hiper plano [5]). Assim, uma

maneira usual de representar a evolução do sistema se constitui em determinar a trajetória do sistema no espaço de estado. Por exemplo, um sistema de segunda ordem composto pelas variáveis de estado corrente no indutor e tensão no capacitor é representado pelo plano de fase.

O SMC simplesmente corresponde a um caminho o qual restringe a trajetória das variáveis no espaço n-dimensional de estado. Em outras palavras, o SMC obriga a trajetória descrita pela evolução do sistema no tempo a seguir posicionamentos instantâneos pré-determinados no espaço n-dimensional. Este caminho, é uma reta se for de primeira ordem, um plano se for de segunda ordem, ... assim por diante. Quando a planta descreve sua trajetória de estado de forma coincidente com o caminho de controle ("Sliding Control"), diz-se que o sistema está no "Sliding Mode", está *deslizando*. O caminho de controle é dito *superfície de deslizamento* ("Sliding Surface"), ou *limite de descontinuidade*, ou *lei de comutação*. A superfície de deslizamento, lei de comutação, é um *ente abstrato*.

4.3 - SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO.

O seguinte estudo do SMC visa o controle de uma só variável de interesse por meio de uma única variável de entrada de controle do sistema. Entretanto, o SMC abrange o controle multi-variável e/ou multi-entradas de sistemas [1]. Os princípios do SMC tratados a seguir são também básicos e válidos dentro das devidas proporções para todo o SMC como tal, independente do seu grau de complexidade. Controlando somente a tensão de saída do inversor de tensão, a superfície de deslizamento é composta pelo erro e suas derivadas (dependendo da ordem escolhida para a superfície de deslizamento). Ou seja, a trajetória da evolução do sistema é devidamente representada pela trajetória da evolução da variável erro no plano (hiper-espaço) de estado composto pelo erro e suas derivadas.

4.3.1 - DEFINIÇÕES E NOTAÇÃO.

Sejam:

- t: variável independente correspondente ao tempo de evolução do sistema.
- n: ordem do sistema.
- $v_s(t)$: variável de saída do sistema a ser controlada.
- λ : uma constante positiva.
- $v_{ref}(t)$: variável de referência (variável de entrada do sistema).

$V_s(t)$: matriz contendo a variável de saída e suas enésimas derivadas.
 $V_{ref}(t)$: matriz contendo a variável de referência e suas possíveis derivadas.
 $E_\varepsilon(t)$: matriz contendo a variável erro e suas possíveis derivadas.

$$V_s(t) = [v_s \quad v_s' \quad v_s'' \quad \dots \quad v_s^{n-1}]^T \quad (4.1)$$

$$V_{ref}(t) = [v_{ref} \quad v_{ref}' \quad v_{ref}'' \quad \dots \quad v_{ref}^{n-1}]^T \quad (4.2)$$

A matriz (4.1) contém todas as possíveis dinâmicas da planta. Ou seja, as derivadas da variável de interesse $v_s(t)$ contém as dinâmicas das outras variáveis de estado pertencentes à planta. Pois o sistema pode ser representado por uma equação diferencial em função da variável de interesse. O sistema é modelado, então, por uma equação diferencial de ordem n em função da variável de interesse possibilitando que o sistema real seja idêntico ao modelado matematicamente.

O erro instantâneo $\varepsilon(t)$ entre a referência e a saída do sistema é dado por:

$$\varepsilon(t) = v_{ref}(t) - v_s(t) \quad (4.3)$$

Assim, se $v_s(t_1)$ for igual a $v_{ref}(t_1)$ o erro no tempo definido t_1 será nulo, $\varepsilon(t_1) = 0$.

Na forma matricial, o erro contendo as suas possíveis dinâmicas é dado por:

$$E_\varepsilon(t) = [\varepsilon \quad \varepsilon' \quad \varepsilon'' \quad \dots \quad \varepsilon^{n-1}]^T \quad (4.4)$$

Classicamente, a superfície de deslizamento é definida por [1]:

$$s(\varepsilon, t) = \left[\frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} + (n-1)\lambda \frac{d^{n-2}}{dt^{n-2}} + \frac{(n-1)(n-2)}{2!} \lambda^2 \frac{d^{n-3}}{dt^{n-3}} + \dots + \lambda^{n-1} \right] \varepsilon(t) \quad (4.5)$$

$s(\varepsilon, t)$ é uma lei abstrata (superfície de deslizamento) dependente do tempo, representada no espaço de estado (em função do erro) $\mathbf{R}^{(n)}$, sendo uma *grandeza escalar*.

A equação (4.5) pode ser rescrita como a seguir para diferentes valores de n :

$n = 2$:

$$s(\varepsilon, t) = \varepsilon'(t) + \lambda \varepsilon(t) \quad (4.6)$$

$n = 3$:

$$s(\varepsilon, t) = \varepsilon''(t) + 2\lambda \varepsilon'(t) + \lambda^2 \varepsilon(t) \quad (4.7)$$

Assim por diante...

A equação (4.5) doravante será dita $s(t)$.

Analisando a equação (4.5) pode-se inferir que se $s(\epsilon, t)$ for limitado, então $\epsilon(t)$ também será limitado. Como o interesse é ter um erro nulo, ou próximo a zero, basta manter $s(t)$ ao longo do tempo dentro de um limite imposto. Além disso, atingindo o objetivo limitante de $s(t)$, um problema composto por um vetor n -dimensional de erro $\epsilon(t)$, passa a ser visto como simplesmente a estabilização de um sistema de primeira ordem, onde o escalar $s(t)$ é uma medida do desempenho de $\epsilon(t)$, isto é, do sistema. Convém salientar que $s(t)$ não é um vetor de primeira ordem, mas sim uma medida instantânea de um vetor representante da dinâmica instantânea do sistema, gerando um valor correspondente à magnitude instantânea do erro e suas tendências. A equação (4.5) é pois uma soma instantânea erro proporcional e suas derivadas proporcionais.

4.3.1.1 - ESTABILIDADE E RESPOSTA NATURAL DO SISTEMA.

As deduções matemáticas e indutivas deste item fundamentam-se na referência [1].

O interesse de qualquer controle é a saída seguir a referência, e além disso, o princípio fundamental do controle por modos deslizantes é conduzir o erro a zero, pois é consequência de $s(t)$ tender sempre a zero. Então pode-se reescrever o erro $\epsilon(t)$ como função de $s(t)$.

A análise neste ítem é válida para $0^+ \leq t \leq \infty$ e $\epsilon(0^+) = 0$, somente da parte homogênea do sistema.

Definição:

σ : variável complexa no domínio da frequência.

A transformada de Laplace da função $\{ (d\epsilon/dt + \lambda\epsilon(t)) \}$, pelo princípio da linearidade e da propriedade da transformada da derivada, é:

$$(\sigma + \lambda)\epsilon \tag{4.8}$$

Representando a equação (4.5) por seu diagrama equivalente de blocos conforme abaixo, e com a condição inicial $s(0^+) = 0$, mostrar-se-á que limitando $s(t)$ (o valor da superfície) também se limita $\epsilon(t)$ (o erro entre a referência e a variável controlável).

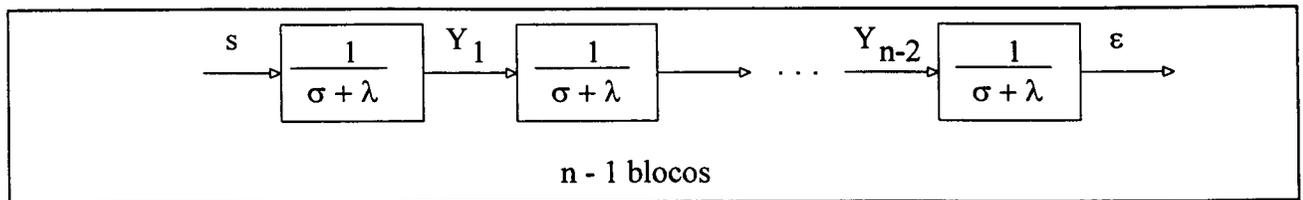


Fig. 4.1 - Diagrama de blocos da superfície de deslizamento genérica.

Obtém-se da Fig. 4.1:

$$s = Y_1(\sigma + \lambda) \quad (4.9)$$

$$Y_1 = \frac{s}{(\sigma + \lambda)} \quad (4.10)$$

$$Y_{n-1} = s \frac{1}{(\sigma + \lambda)^{n-1}} \quad (4.11)$$

$$Y_{n-1} = \varepsilon \quad (4.11)$$

Seja ϕ uma constante tão pequena quanto possível a qual limita $s(t)$, tem-se:

$$|s(t)| \leq \phi \quad (4.12)$$

O pior valor de $s(t)$ é quando atinge seu valor limitante:

$$|s(t)| = \phi \quad (4.13)$$

A transformada de Laplace da constante $\{\phi\}$ é $\{\phi/\sigma\}$ (4.14)

Teorema do valor final:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma F(\sigma)$$

Substituindo (4.14) e (4.12) em (4.10). Além, usando a propriedade da transformada de Laplace do teorema do valor final, tem-se:

$$|y_1| \leq \lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma \frac{\phi}{\lambda} \frac{1}{\sigma \left(\frac{\sigma}{\lambda} + 1 \right)} = \frac{\phi}{\lambda} \quad (4.15)$$

Ou a transformada inversa de Laplace de $\left\{ \frac{\phi}{\lambda} \left(\frac{1}{\sigma \left(\frac{\sigma}{\lambda} + 1 \right)} \right) \right\}$ tem-se:

$$|y_1| \leq \frac{\phi}{\lambda} (1 - \exp^{-\lambda t}) \quad (4.16)$$

Levando o tempo ao infinito,

$$|y_1| \leq \frac{\phi}{\lambda} \lim_{t \rightarrow \infty} (1 - \exp^{-\lambda t}) = \frac{\phi}{\lambda} \quad (4.17)$$

Então, usando as mesmas propriedades da transformada de Laplace e de maneira análoga ao cálculo anterior obtém-se:

$$|e(t)| \leq \phi \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{\sigma}{\sigma(\sigma + \lambda)^{n-1}} = \frac{\phi}{\lambda^{n-1}} \quad (4.18)$$

$$\frac{\phi}{\lambda^{n-1}} = \eta \quad (4.19)$$

A constante η é um valor máximo tolerável para o erro.

Analisando um pouco mais além do que referência [1] os resultados até então obtidos, conclui-se:

- a) limitando o valor de s , impõe-se também um valor limitante para o erro;
- b) como $n-1$ e λ são positivos e não nulos, o valor limitante do erro η é menor que o valor que limita s , isto é, ϕ .

$$\eta < \phi \quad (4.20)$$

Embora não seja apresentado nas referências consultadas, este resultado obtido em (4.20) é muito importante. Pois ele assegura que se $s(t)$ for limitado, $\epsilon(t)$ terá um limite menor. Pode-se inferir também que o erro sempre será menor que a amplitude de $s(t)$.

Reescrevendo a definição (4.5) em forma de blocos para se obter a derivada do erro de ordem "i" $\epsilon^{(i)}$, sendo $i=0,1,2,\dots,n-1$.

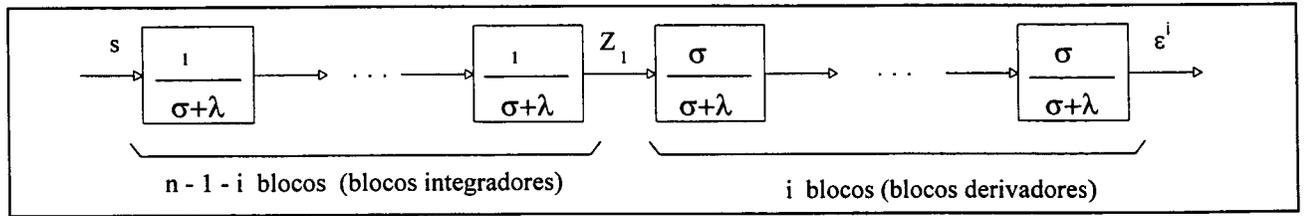


Fig. 4.2 - Diagrama de blocos da superfície de deslizamento genérica recuperando derivadas.

Como

$$Y_{n-1} = s \frac{1}{(\sigma + \lambda)^{n-1}} \quad (4.11)$$

Então

$$Z_1 = s \frac{1}{(\sigma + \lambda)^{n-i-1}} \quad (4.21)$$

Usando a condição (4.12) e as propriedades da transformada de Laplace tem-se, portanto:

$$|Z_1| \leq \frac{\phi}{\lambda^{n-i-1}} \quad (4.22)$$

Reescrevendo (4.5) ou do diagrama de blocos acima,

$$s = (\sigma + \lambda)^{n-i-1} \frac{(\sigma + \lambda)^i}{\sigma^i} e^{(i)} \quad (4.23)$$

Usando a inequação (4.22),

$$|e^{(i)}| \leq \lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma \left\{ \frac{|Z_1|}{\sigma} \left(\frac{\sigma}{\sigma + \lambda} \right)^i \right\} = 0 \quad (4.24)$$

De outra maneira,

$$|e^{(i)}| \leq \phi \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{\sigma}{\sigma} \frac{1}{(\sigma + \lambda)^{n-i-1}} \left[\frac{\sigma + \lambda}{\sigma} \right]^i \quad (4.25)$$

$$|e^{(i)}| \leq \phi \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{1}{(\sigma + \lambda)^{n-i-1}} \left[1 - \frac{\lambda}{\sigma + \lambda} \right]^i \quad (4.26)$$

Portanto,

$$|e^{(i)}| = 0 \quad (4.27)$$

Esta conclusão difere da obtida na referência [1]. O desenvolvimento feito aqui até a equação (4.26) está em conformidade com [1]. Afirma-se lá, que para todo o $t \geq 0$, $|\varepsilon^{(i)}(t)| \leq (2\lambda)^i \eta$ se $|s(t)| \leq \phi$. Ora, se as derivadas do erro, de ordem superiores à escolhida para a equação (4.5) representando outras dinâmicas, individualmente podem ser até $(2\lambda)^i$ maiores que o limite η para o erro, a soma das mesmas derivadas poderá ser maior que η , talvez até tendendo a valores infinitos. Desta forma, não se asseguraria a validade da inequação (4.20), mostrando que o controle direto de apenas algumas das derivadas possíveis do erro não levaria à estabilidade do sistema controlado. Isto é, indo diretamente contra à principal característica do SMC: insensível a dinâmicas não modeladas. A análise em [1] além de ser elegante é corajosa, pois de toda a bibliografia disponível ninguém tenta provar a insensibilidade do controle a dinâmicas não modeladas. Apenas há estudos sobre a redução em uma ordem do sistema modelado com o controle SMC [22][23]. Por outro lado, a conclusão obtida neste trabalho, dada por lógica matemática e por indução lógica do próprio princípio do SMC, assegura a insensibilidade a dinâmicas não modeladas para este tipo de controlador.

Portanto, as derivadas de ordem superior do erro as quais não entram na ordem $n-1$ da equação (4.5), de ordem superior a $n-i-1$, são dinâmicas que não influenciam na estabilização do sistema pelo controle. Isto é assegurado por $|e^{(i)}| = 0$. Se $n=2$, então somente a primeira derivada do erro é monitorada em s , resumindo toda a dinâmica do sistema de ordem n para um sistema de primeira ordem.

4.3.1.2 - TEMPO DE RESPOSTA DO CONTROLADOR.

Seja em $t = 0^+$ um erro $\varepsilon(0^+) \neq 0$.

Seja também $n = 2$, então

$$s(\varepsilon, t) = \varepsilon'(t) + \lambda\varepsilon(t) \quad (4.27)$$

Para que o sistema esteja em equilíbrio dinâmico, a saída seguindo a referência, o valor de $s(t)$ deve ser nulo. Resolvendo então a equação diferencial (4.6) para $s=0$, obtém-se o tempo necessário para atingir esta condição.

$$0 = \varepsilon'(t) + \lambda\varepsilon(t) \quad (4.28)$$

$$\frac{\varepsilon'}{\varepsilon} = -\lambda t' \quad (4.29)$$

$$\varepsilon(t) = \exp^{-\lambda t} \quad (4.30)$$

$$\tau = \frac{1}{\lambda} \quad (4.31)$$

Assim para que em $s(t) = 0$ $\varepsilon(t) = 0$ é necessário que $\lambda > 0$, uma condição "sine qua non" para que o sistema seja estável. A constante de tempo τ é a constante de tempo do sistema realimentado, pois a dinâmica do sistema depende somente dos parâmetros da superfície deslizante. Isto ainda será visto adiante. O erro cai a zero conforme a constante de tempo τ . *A constante positiva λ determina a rapidez do sistema; quanto maior for λ , menor será o tempo para que o sistema atinja o valor do escalar $s(t)$ igual a zero.* Resolvendo a equação diferencial homogênea de (4.5), $s(t)=0$, determina-se a constante de tempo para que o erro $\varepsilon(t)$ chegue a zero. Ou, cada bloco " $1/(\sigma+\lambda)$ " tem uma constante de tempo $\tau = 1/\lambda$. Para $n-1$ blocos, a constante de tempo de decaimento dos blocos em cascata τ_c é dada por [1]:

$$\tau_c = \frac{(n-1)}{\lambda} \quad (4.32)$$

4.4 - INTERPRETAÇÃO FÍSICA DA SUPERFÍCIE DESLIZANTE E A CONDIÇÃO DE EXISTÊNCIA DO MODO DESLIZANTE.

Para $n = 2$ tem-se:

$$s(\varepsilon, t) = \varepsilon'(t) + \lambda\varepsilon(t) \quad (4.6)$$

Sendo $n = 2$, o espaço n -dimensional (hiper espaço) é de segunda ordem. Os valores os quais s assume formam um plano de estado:

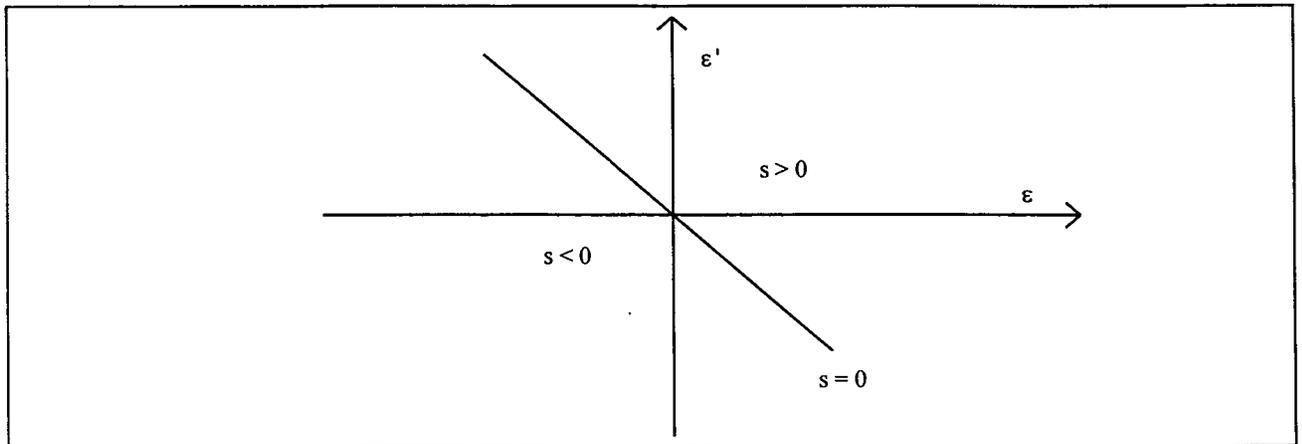


Fig. 4.3 - Representação da lei superfície de deslizamento no plano do erro.

Relembrando, $\varepsilon(t) = f(v_{ref}(t), v_s(t))$. Quando $v_s(t) = v_{ref}(t)$, $\varepsilon(t) = 0$. Se o sistema permanecer nesta condição em que a saída segue a entrada indefinidamente, está se deslizando na superfície, Sliding Mode (SM). Esta condição é dada por:

$$s(t) = 0 \quad (4.33)$$

Para $n = 2$ a condição de deslizamento é uma reta, a qual representa uma descontinuidade nos vetores de estado do sistema controlado (VSS), onde é descrita pelo erro e sua primeira derivada. A trajetória de um sistema em que $v_s(t) \neq v_{ref}(t)$, primeiramente atinge a condição $s(t) = 0$, e depois migra naturalmente, "em cima da reta", para o ponto de equilíbrio $P_e(\varepsilon, \varepsilon') = (0, 0)$, ou seja, $\varepsilon(t) = 0$. O sistema deverá sempre tender a P_e . A permanência do sistema deslizando sobre a reta (ou de maneira geral $s = 0$ para $n > 2$) torna o sistema estável. Assim,

$$\text{Se } s > 0 \quad \Rightarrow \quad ds/dt < 0$$

$$\text{Se } s < 0 \quad \Rightarrow \quad ds/dt > 0$$

A condição de estabilidade do sistema, em outras palavras a *existência do modo deslizante* (SM), é então dado por [1][10][11][12][13]:

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} s' < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} s' > 0 \end{cases} \quad (4.34)$$

$$s \frac{ds}{dt} < 0 \quad (4.35)$$

A inequação (4.35) deverá ser satisfeita para que o sistema permaneça no ponto de equilíbrio. Nas VSS o equilíbrio é forçado pelas ordens de comando para os interruptores fornecidas pelo controlador. Pela variação da estrutura mantém-se de forma dinâmica a condição (4.35): se $s > 0$ e $\varepsilon(t) > 0$, a derivada do erro deverá simultaneamente ser negativa, e vice-versa. Quando $v_{ref}(t)$ for variável, a variação da estrutura deverá ocorrer a tempo para que a condição (4.33) não seja violada e, portanto, a inequação (4.35) deverá ser válida para todo o tempo subsequente de modo que a frequência da variação da estrutura deva tender ao infinito. Aqui observa-se a tendência "bang-bang" deste tipo de controlador, tornando a frequência da mudança da estrutura variável (comutação dos interruptores em eletrônica de potência). Obviamente, na realidade, uma frequência infinita é impossível. Então há a condição dita quase-deslizante. Tal condição que possibilita a implementação prática do controle por modo deslizante é dada por [1]:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 = ss' \leq -\psi |s| \quad (4.36)$$

ψ : é uma constante positiva o quanto menor possível. Se $\psi \rightarrow 0$, a inequação (4.36) corresponde à inequação (4.35).

Na prática, e nela só existe a possibilidade de controlabilidade dada por (4.36), a condição (4.36) sendo satisfeita, o sinal $s(t)$ irá oscilar em torno de $s(t) = 0$. Isto produz uma oscilação conhecida como "chattering" (ondulação), própria das estruturas VSS com controle por modo deslizante. Satisfazendo a condição (4.35) a frequência do "chattering" tem a mesma frequência que a de comutação.

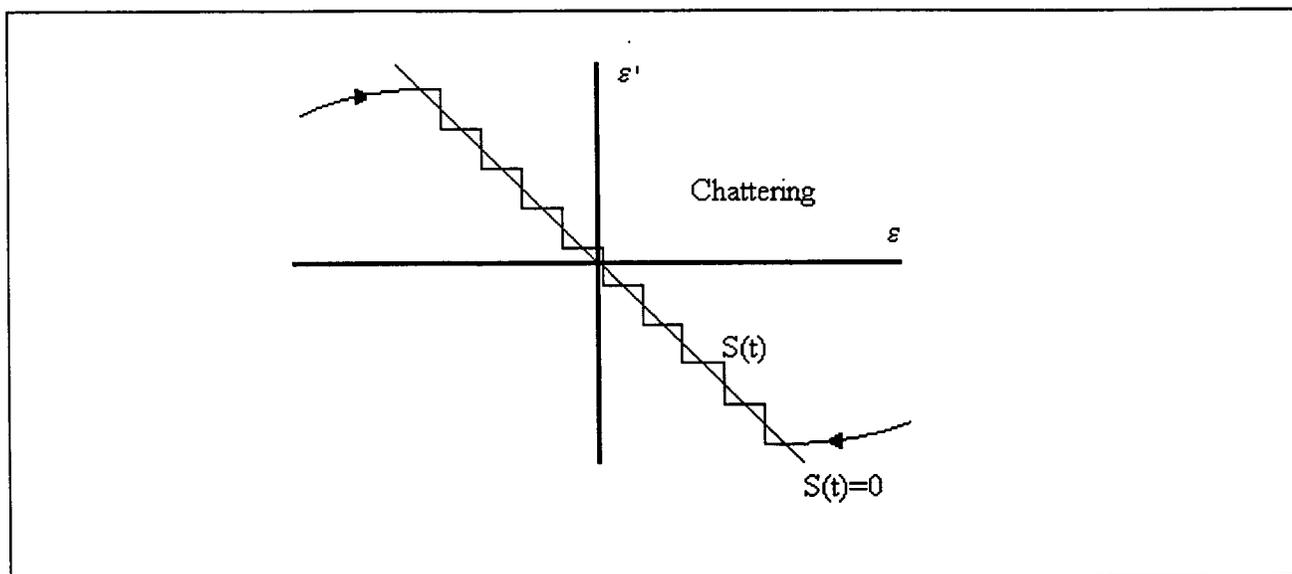


Fig. 4.4 - SMC não ideal - quase deslizante.

4.5 - A INTEGRAL DA SUPERFÍCIE (CONTROLE INTEGRAL) E ERRO ESTÁTICO.

Um problema típico do controle proporcional ao erro se constitui no erro estático. Classicamente, para todo e qualquer sistema de controle, o problema do erro estático é solucionado através da introdução na malha de controle de um integrador, mesmo que este gere inconvenientes tais como lentidão e possibilidade de oscilações (aumento da instabilidade). Entretanto, quando se usa o princípio do controle por modo deslizante a solução não é somente acrescentar um bloco integrador e ajustar os parâmetros do controlador para a otimização do tempo de resposta e estabilidade, como de forma costumeira. O princípio do SMC exige que pelo menos a primeira derivada e o erro, ele próprio, devem ser monitorados completamente (em toda a faixa de frequência de interesse, $0 \leq f \leq f_s$, sem mudar a natureza básica do SMC. A grosso modo, isto obriga que o grau do numerador do compensador que implementa a superfície s seja no mínimo de uma ordem superior ao grau do denominador, proporcionando a característica derivativa (preditiva) ao controle. Portanto, a superfície deslizante com integrador deverá ser de ordem superior a 2, com $n \geq 3$.

A superfície deslizante com integrador é sugerida em [1][15] e exemplos de aplicação e sua justificativa em [14][15][16]. O estudo realizado em [14] faz uma comparação no controle de um inversor de tensão Full Bridge entre o PWM tradicional em malha fechada e o SMC. Mostra

que resultados experimentais tanto para o SMC como para o PWM numa frequência relativamente alta de comutação são equivalentes, apontando apenas como vantagem do SMC sobre o PWM a simplicidade da malha de realimentação. Ainda, com resultados experimentais, mostra que o SMC com integrador, além de ser mais robusto à variação de carga, não possui erro estático em relação ao SMC sem integrador. Mas assim mesmo, a resposta do SMC com integrador para uma variação de 0 a 80% da carga deixa muito a desejar, pois a amplitude da tensão de saída caiu significativamente. A superfície de deslizamento em [14] monitora a corrente no indutor de saída do inversor (filtro) e a tensão de saída. O método usado para a determinação dos parâmetros da superfície deslizante (superfície de comutação) foi o método do "Lugar das Raízes" do controle linear clássico, restringindo a faixa de operação do inversor. Talvez isto explique a variação de amplitude da tensão de saída para uma variação de carga de 0 a 80%. Convém ressaltar que, apesar de serem resultados rasoavelmente bons, faltam resultados que comprovem uma das vantagens do SMC: com carga não-linear. Do ponto de vista do SMC, o método de projeto de [14] limita as vantagens do SMC.

Tradicionalmente a superfície de deslizamento com integrador é dada por [1][15]:

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^2 \left(\int_0^t \varepsilon(\tau) d\rho\right) = \varepsilon(t)' + 2\lambda\varepsilon(t) + \lambda^2 \int_0^t \varepsilon(\tau) d\rho \quad (4.37)$$

Onde ρ é a variável de integração no intervalo de tempo até $\varepsilon(t) = 0$

Os autores de [15] fazem um estudo do "overshoot" no sistema causado pela superfície deslizante com integrador, pois os parâmetros da superfície deslizante ditam a dinâmica do sistema. Como dito anteriormente, na prática o SMC ocorre no modo de quase-deslizamento em torno de $s(t) = 0$. Obviamente um erro não nulo irá ocorrer ao longo do tempo, o "chattering". Eles então afirmam, com razão, que o projeto da superfície deslizante tradicional (4.37) apresentada em [1] não possui validade prática pois no estado quase-deslizante a performance do controlador é péssima (averiguou-se via simulação que o controlador conforme a equação (4.37) não funciona; há uma latente instabilidade: a tensão de saída do inversor de tensão oscila indeterminadamente chegando às vezes à total instabilidade). A correção sugerida em [15] é a seguinte:

$$s(t) = \left(\frac{d^2}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{d}{dt} + \omega_n^2 \right) \int_0^t \varepsilon(t) d\rho \quad (4.38)$$

Eles fazem um estudo da influência de ζ e ω_n na performance do controlador, apresentando ábacos para o projeto da superfície. Felizmente aumentando ζ , fator de amortecimento do erro, diminui o "overshoot" e melhora o tempo de resposta; com elevado valor de ω_n , frequência natural da oscilação do erro em torno de $\varepsilon(t) = 0$, diminui-se o tempo para se atingir o pico da resposta. Para a faixa $1 < \omega_n < 10$ a diminuição do tempo para se atingir o pico da resposta é significativa. Para se obter "overshoots" menores que 5%, $\zeta > 2$. E quanto maior ω_n , melhor será o tempo de resposta para um erro diferente de zero.

Os autores de [15] aplicam o SMC para o controle de posição de um motor DC. Usam frequência variável, não fazendo qualquer abordagem para o SMC em frequência fixa.

O SMC com integrador não é usado pela maioria dos trabalhos já realizados com este tipo de controle. Intuitivamente, deduz-se que, como o sinal $s(t)$ resultante da superfície de deslizamento tende a ser nulo pela própria tendência de estabilidade intrínseca ao tipo de controlador, e a medida s do estado das variáveis do sistema é proporcional ao erro, o erro naturalmente deveria tender a zero na mesma proporção que o sinal $s(t)$ o tende. Assim, não há razões claras e fundamentadas acerca do uso do SMC com integrador na literatura. Inclusive neste presente trabalho o resultado por simulação com o uso do SMC com e sem integrador são praticamente idênticos.

Fez-se uma abordagem do SMC usando integrador com os objetivos de conhecer o seu uso no SMC e de oferecer uma documentação a respeito do mesmo. Embora no presente trabalho conclui-se da não necessidade do integrador, apresentam-se análise e resultados com e sem o uso do integrador. Isto também se deve ao fato de que houve um amadurecimento próprio acerca da teoria e implementação do SMC, fazendo-se necessário documentá-la em função da possível continuidade e aproveitamento deste trabalho.

4.6 - DINÂMICA DO SISTEMA CONTROLADO E LEI DE CONTROLE.

Necessariamente o sistema deverá estar no modo deslizante $s(t) = 0$ (idealmente) ou no mínimo no estado dinâmico quase-deslizante para todo o tempo subsequente após o encontro com $s(t)=0$. E, se $s(t) > \psi|s(t)|$, a condição de convergência $s'(t) < 0$ deverá acontecer para que $s(t) \leq \psi|s|$ (idealmente, $s(t)=0$) e manter-se dentro deste limite. A situação $s(t) > \psi|s|$ acontece quando ocorre uma grande perturbação, por exemplo em um inversor com carga não-linear.

A aceleração do sistema, a dinâmica do sistema realimentado, é dada por [1][10][11][13]:

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_{s=0} = s'(t)|_{s=0} = 0 \quad (4.39)$$

O sistema realimentado possui a dinâmica da superfície de deslizamento, a menos na ocorrência da situação de $s(t) > \psi|s(t)|$ (uma grande perturbação instantânea no sistema onde a constante de tempo da planta sendo mais lenta normaliza a resposta nesta situação). Porém, idealmente, se a frequência da variação da estrutura tender ao infinito depois de atingida a condição $s(t) = 0$, o sistema jamais deveria estar com $s(t) \neq 0$.

Da solução formal da equação (4.39) obtém-se a lei de controle equivalente u_{eq} .

Os sistemas realimentados podem ser representados por [1]:

$$x^{(n)} = f(x, t) + b(x, t)u \quad (4.40)$$

Particularizando a equação (4.40) para a planta em questão, o inversor de tensão anteriormente modelado, tem-se:

$$v_s''(t) = \omega_o(E - v_s(t)) + b(v_s(t), t)u \quad (4.41)$$

$$f = \omega_o^2(E - v_s(t)) \quad (4.42)$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L_o C_o} \quad (4.43)$$

Para o SMC,

$$u = \begin{cases} u^+(v_s, t) & \text{se } s(v_s, t) < 0 \\ u^-(v_s, t) & \text{se } s(v_s, t) > 0 \end{cases} \quad (4.44)$$

Onde no inversor de tensão $u^+ = E$, e $u^- = -E$, sendo a consequência do funcionamento do princípio do SMC (VSS) e também a modulação do sinal de referência.

A condição (4.44) em uma VSS faz com que a derivada de $s(t)$, (ds/dt) , mude instantaneamente de sinal a cada vez que ocorre $s(t) \neq 0$ (idealmente), ou seja, sempre que $s(t)$ muda de sinal, sua derivada deverá também mudar. Esta equação (4.44) é a possibilidade prática de toda a teoria do controle por modo deslizante.

4.6.1 - LEI DE CONTROLE USANDO INTEGRADOR.

Das equações

$$\left. \frac{ds}{dt} \right|_{s=0} = s'(t)|_{s=0} = 0 \quad (4.39)$$

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^2 \left(\int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right) = \varepsilon'(t) + 2\lambda\varepsilon(t) + \lambda^2 \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau, \text{ por exemplo.} \quad (4.37)$$

Obtém-se

$$s'(t) = \varepsilon''(t) + 2\lambda\varepsilon'(t) + \lambda^2\varepsilon(t) \quad (4.45)$$

Substituindo (4.42) em (4.41)

$$v_s''(t) = f + bu \quad (4.46)$$

Reescrevendo (4.42) com $\varepsilon(t) = v_{ref}(t) - v_s(t)$

$$s'(t) = v_{ref}''(t) - v_s''(t) + 2\lambda\varepsilon'(t) + \lambda^2\varepsilon(t) \quad (4.47)$$

Substituindo (4.46) em (4.47) e $u_{eq} = bu$ com a condição (4.39)

$$v_{ref}''(t) - f - u_{eq} + 2\lambda\varepsilon'(t) + \lambda^2\varepsilon(t) = 0$$

$$u_{eq} = v_{ref}''(t) - f + 2\lambda\varepsilon'(t) + \lambda^2\varepsilon(t) \quad (4.48)$$

Reescrevendo (4.46),

$$v_s''(t) = f + u_{eq} \quad (4.49)$$

Com (4.49) em (4.48) obtém-se o sistema em malha fechada:

$$v_s''(t) = v_{ref}''(t) + 2\lambda\varepsilon'(t) + \lambda^2\varepsilon(t) \quad (4.50)$$

A dinâmica do sistema portanto só depende do erro, da escolha da superfície de controle (sua ordem n , com ou sem integrador) e dos parâmetros da mesma.

Seja o modelo f_m de uma planta real f . Assim, de (4.48), a lei de controle equivalente modelada U_{eqm} é:

$$u_{eqm} = v_{ref}''(t) - f_m + 2\lambda\varepsilon'(t) + \lambda^2\varepsilon(t) \quad (4.51)$$

Assim a lei de controle para a VSS é dada por:

$$u_{eq} = u_{eqm} - K\text{sign}(s) \quad (4.52)$$

Na prática, por exemplo no inversor de tensão, $-E < u_{eq} < E$. A constante K é o ganho de tensão, a quantidade de energia a ser enviada ou retirada num instante. A parcela $-K\text{sign}(s)$ refere-se à variação da estrutura (VSS), à comutação dos interruptores.

Com (4.52), (4.51) e (4.46) em (4.47) resulta:

$$s'(t) = v_{ref}''(t) - (-f + v_{ref}''(t) + 2\lambda\varepsilon'(t) + \lambda^2\varepsilon(t) - K\text{sign}(s)) - f_m + 2\lambda\varepsilon'(t) + \lambda^2\varepsilon(t) \quad (4.53)$$

$$s'(t) = K\text{sign}(s) - f + f_m \quad (4.54)$$

Da condição $ss'(t) < 0$ em (4.54)

$$K|s| + s(t)(f_m - f) < 0$$

$$K|s| > s(t)(f - f_m)$$

Portanto,

$$K > |f - f_m| \quad (4.55)$$

A inequação (4.55) mostra que aumentando as incertezas da planta ($|f - f_m|$), ou seja a diferença entre a planta real e a planta modelada, a constante K deverá também aumentar a fim

de que se assegure a total dependência da dinâmica do sistema da superfície de deslizamento e seus parâmetros [1][18].

4.6.2 - LEI DE CONTROLE SEM INTEGRADOR.

Das equações (4.39) e (4.5)

$$s' = \varepsilon'' + \lambda \varepsilon' = 0 \quad (4.56)$$

$$\varepsilon = v_{\text{ref}} - v_s \quad (4.57)$$

$$\varepsilon' = v'_{\text{ref}} - v'_s \quad (4.58)$$

Substituindo (4.39) em (4.56), vem:

$$\varepsilon'' + \lambda \varepsilon' = 0 \quad (4.59)$$

Substituindo (4.58) em (4.59), vem:

$$v''_s = v''_{\text{ref}} + \lambda \varepsilon' \quad (4.60)$$

As mesmas afirmações sobre a equação (4.50) são obtidas em (4.60): a dinâmica do sistema só depende de λ (parâmetro da superfície de deslizamento) e da forma da superfície de deslizamento. Assim, a dinâmica do sistema realimentado, para pequenas perturbações, só depende da superfície de deslizamento, e não da planta.

4.7 - CONCLUSÃO.

As duas principais vantagens do SMC [(4.27) (4.44) (4.50) (4.55) (4.60) [1][10][11][17]] são sua estabilidade intrínseca (4.34) e robustez no que tange a variação de parâmetros e dinâmicas incertas da planta. Sua principal desvantagem é a significativa variação da frequência (para modulação em frequência) com o ponto de operação e/ou variações de carga [17].

As vantagens indiscutíveis do SMC aplicadas na Eletrônica de Potência são [19]: estabilidade frente à variação da fonte de alimentação e/ou da carga, robustez, boa resposta dinâmica e implementação simples (para controladores digitais os cálculos são mínimos como também a memória necessária para efetua-los [18]). Suas desvantagens se constituem na natureza de saturação ("bang-bang"), na frequência de comutação dependente do ponto de operação, na possibilidade dos erros estáticos afetarem o controle das variáveis e, principalmente, no projeto

dos parâmetros da superfície e outros ganhos da malha de controle devido à complexidade da teoria do SMC na aplicação.

O SMC já há muito vem sendo usado na área de Acionamento Elétrico e está crescendo vertiginosamente na aplicação no controle das estruturas na área da Eletrônica de Potência. Até agora poucas pesquisas foram realizadas para solucionar a desvantagem deste controle atuar com variação da frequência de comutação, para torná-lo mais competitivo em sua aplicação. Entretanto, as soluções são complicadas e, por exemplo o projeto de [19] não assegura uma frequência fixa, e sim uma estabilização da frequência numa pequena faixa por meio de sinais de sincronização externos. Contudo, os resultados obtidos pela maioria dos trabalhos usando o SMC na aplicação em estruturas de Eletrônica de Potência são satisfatórios em relação a outros tipos de controle.

CAPÍTULO 5

CONTROLE POR MODO DESLIZANTE E FREQUÊNCIA FIXA

5.1- INTRODUÇÃO:

O projeto e implementação do controle do inversor de tensão apresentado no capítulo 3 deverá atender as seguintes exigências:

- simplicidade de implementação e baixo custo;
- resposta dinâmica rápida;
- estabilidade para qualquer carga (inclusive não-linear) ou perturbações;
- controle de uma única variável (a tensão de saída);
- frequência de comutação fixa.

O SMC clássico oferece simplicidade de implementação, pois basicamente se constitui em um bloco "proporcional derivativo ideal" (compensador) com sua saída conectada a um bloco de histerese, de onde provém o sinal de comando para os interruptores (Fig.5.1); resposta dinâmica rápida, pois tendo característica derivativa prevê o estado posterior; e estabilidade para cargas não-lineares, pois o princípio do SMC a possui de forma intrínseca, desde que sua lei de controle esteja em conformidade com a lógica do modo deslizante. Obviamente, se o comando para variar a estrutura (VSS) origina-se de um bloco de saturação (a histerese executando a condição prévia $ss'(t) < 0$), a modulação ocorrerá em frequência (MF), e não por largura de pulsos (PWM).

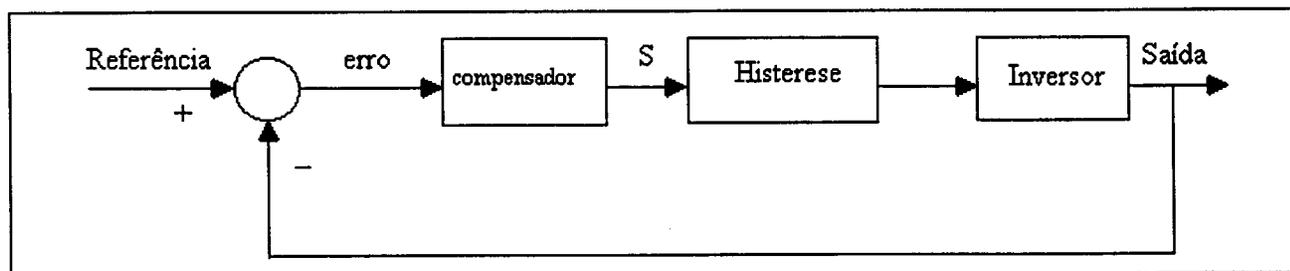


Fig. 5.1 - Diagrama de Blocos SMC com histerese generalizado.

Um dos principais inconvenientes do SMC, do ponto de vista da Eletrônica de Potência, deve-se a sua modulação em frequência. Dependendo do ponto de operação, por exemplo, de um inversor, a frequência de comutação naturalmente é adaptada pelo controle (FM). Com relação à implementação do controle em conjunto com a eletrônica de potência, existe uma grande dificuldade em adaptar o controle (lei de controle) com os limites da frequência de ação dos

atuadores da planta (dos interruptores, e até mesmo do projeto em si da estrutura de potência e seus elementos passivos)[20][23]. Assim, uma das maneiras de solucionar a adaptação ótima do SMC à Eletrônica de Potência, sem prejudicá-la, é tornar a frequência de comutação fixa, possibilitando também o controle com comando por sobreposição de pulso (controle por defasagem).

O SMC exige inevitavelmente a presença da histerese, da descontinuidade da lei de controle. Da equação (4.52), a parte descontínua "-Ksign(s)" torna possível a condição de estabilidade (permanência no modo deslizante) $ss'(t) < 0$. A natureza de saturação "bang-bang" do SMC reside justamente neste princípio fundamental. As plantas da Eletrônica de Potência possuem a mesma característica: sua variação no tempo (VSS). Elas, a grosso modo, podem ser tratadas como se fossem relés. Nesta abordagem do SMC, baseia-se em que, existindo o modo quase-deslizante $ss' \leq \Psi|s|$, e tornando a frequência da variação da estrutura ("E" ou "E" no caso do inversor de tensão) perante a variável de interesse tão alta quanto possível (no SMC ideal a frequência tende ao infinito), é possível o SMC com frequência fixa. Pois a variação no inversor do sinal da tensão E é a atuação da parte descontínua "-Ksign(s)".

5.2 - ALGUMAS SOLUÇÕES PARA SMC FREQUÊNCIA FIXA.

Raras são as soluções propostas para tornar o controle SMC atuando em frequência fixa. As soluções estudadas serão rapidamente esplanadas a seguir.

5.2.1 - SMC PARA CONVERSOR DC/DC: CÚK E SEPIC [16].

A referência [16] aplica o SMC nos conversores Cúk e Sepic. Nesta referência é proposta um esquema geral de controle para ambos os conversores, controlando a corrente e a tensão de carga. A forma de compensação (implementação da lei da superfície de deslizamento), diferente da abordagem do presente trabalho, é composta pela soma da corrente e do erro de tensão, onde o caráter derivativo é dado pela componente da corrente. Encontra-se uma lei de controle (lei de comutação, $s(t)=0$) em função da corrente e da tensão, sendo, portanto, um controle multi-variável. Usa um bloco proporcional integral para eliminar o erro estático após o sinal do compensador ($s(t)$). O sinal da saída do bloco PI (Proporcional Integral) é somado com um trem

de pulsos externos para sincronização. O sinal resultante da soma entra em um bloco de histerese gerando assim o comando para os atuadores (interruptores). A frequência fixa obtida deve-se ao trem de pulsos externos somados com o sinal do PI. Sempre que a amplitude do sinal do PI for inferior à amplitude do trem de pulso de sincronização, a frequência é fixa e correspondente à frequência do trem de pulso externo. Quando isto não ocorre, na presença de uma grande perturbação, perde-se a sincronização. No diagrama de blocos da Fig.5.2, entre o somador, cuja saída é " ψ ", e o bloco de histerese, há um bloco integrador (PI) e um somador, o qual soma a saída do PI com o sinal externo de sincronização. Depois desta soma, o sinal resultante entra no bloco de histerese. Os autores asseguram somente frequência fixa para o regime permanente. O interessante deste trabalho é:

- o bloco PI após o sinal resultante do compensador ($s(t)$), pois talvez neste tipo de controle SMC, diferenciando do controle linear clássico, os blocos pertencentes à malha fechada podem não ter uma influência tão decisiva, em termos de estabilidade e resposta dinâmica;
- o diagrama esquemático geral do projeto da malha de controle.

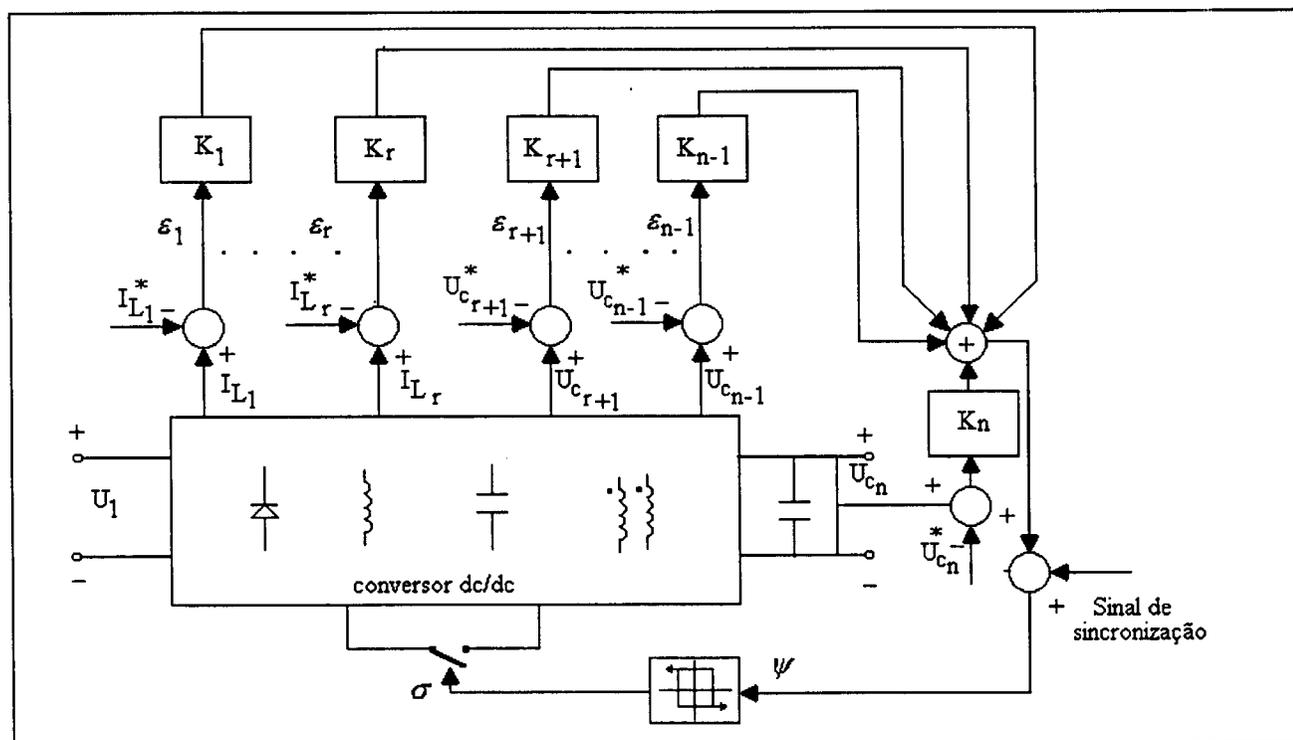


Fig.5.2 - Diagrama de blocos da malha de controle de [16].

5.2.2 - SMC PARA UM INVERSOR DE TENSÃO A TRÊS NÍVEIS [21].

O trabalho [21] propõe uma modulação a três níveis (os pulsos de comando são por defasagem, "phase-shift", frequência fixa), usando o princípio SM (Sliding Mode) com a superfície de deslizamento implementada pela soma: erro de tensão de saída, erro da corrente de carga e erro da corrente do indutor do filtro. Portanto, três sensores são usados. O circuito de controle é relativamente complexo: possui dois blocos de histerese sincronizados entre si, formando duas malhas distintas de frequência, as quais devem ser sincronizadas por uma terceira malha de controle. Possui também um limitador de corrente que ao atuar deteriora sensivelmente a tensão de saída. Estas informações são obtidas nas próprias figuras apresentadas pela referência [21].

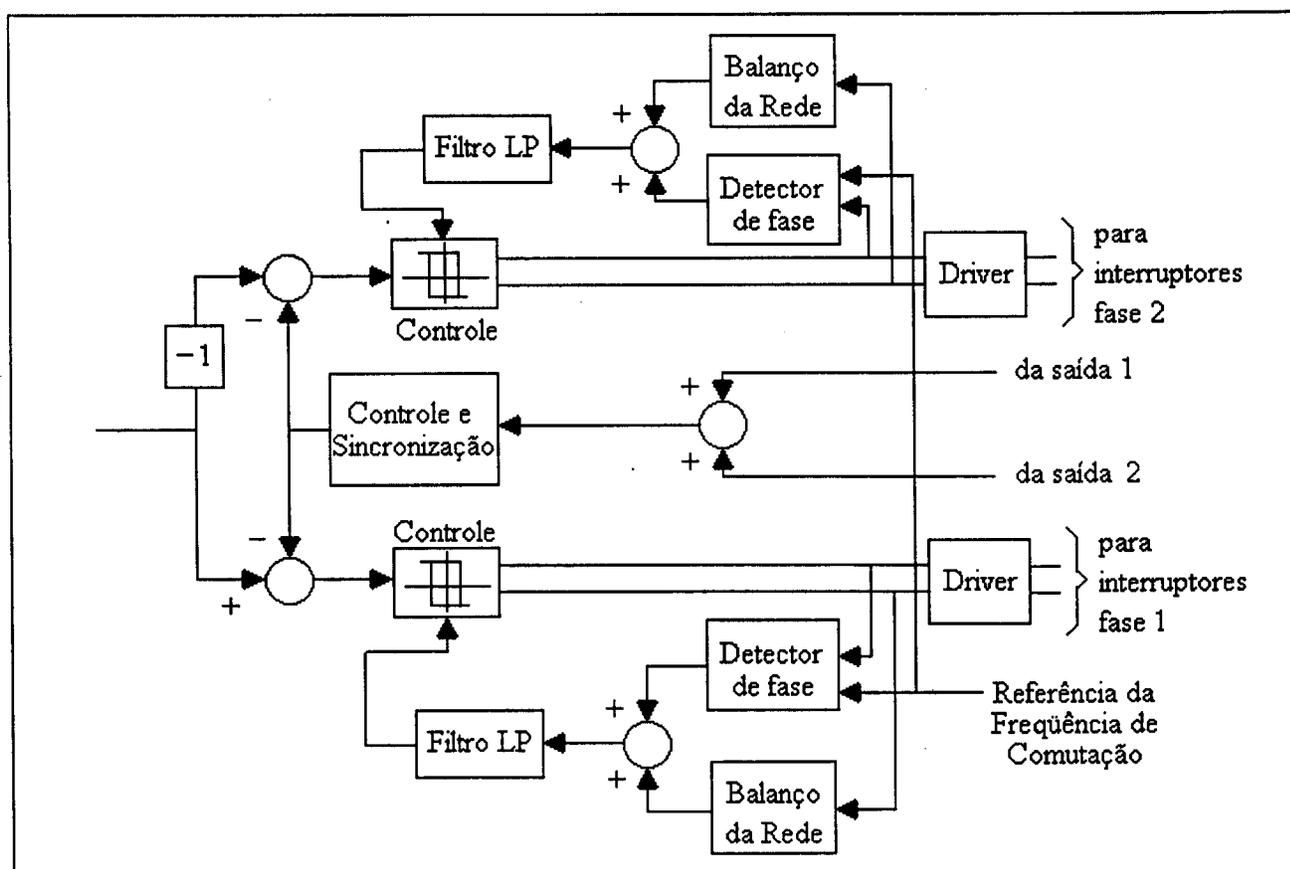


Fig. 5.3 - Diagrama de blocos da malha de controle de [21].

sincronização a ser somado em " $s(t)$ ", relação omitida em [16] e [17]. A amplitude do sinal de distúrbio garante a frequência para possíveis perturbações de amplitudes elevadas na planta.

A malha de controle além de monitorar a tensão de saída do inversor (tensão no capacitor de filtro), mede a corrente no indutor do filtro. Interessante é a introdução na malha de controle de um "observador", diminuindo em um o sensoramento de variáveis em relação a [17]. Pela tensão no capacitor de filtro obtém-se uma imagem da corrente que, subtraindo da corrente medida no indutor de filtro, determina a corrente de carga. Segundo [23], o "observador" reduz o "chattering".

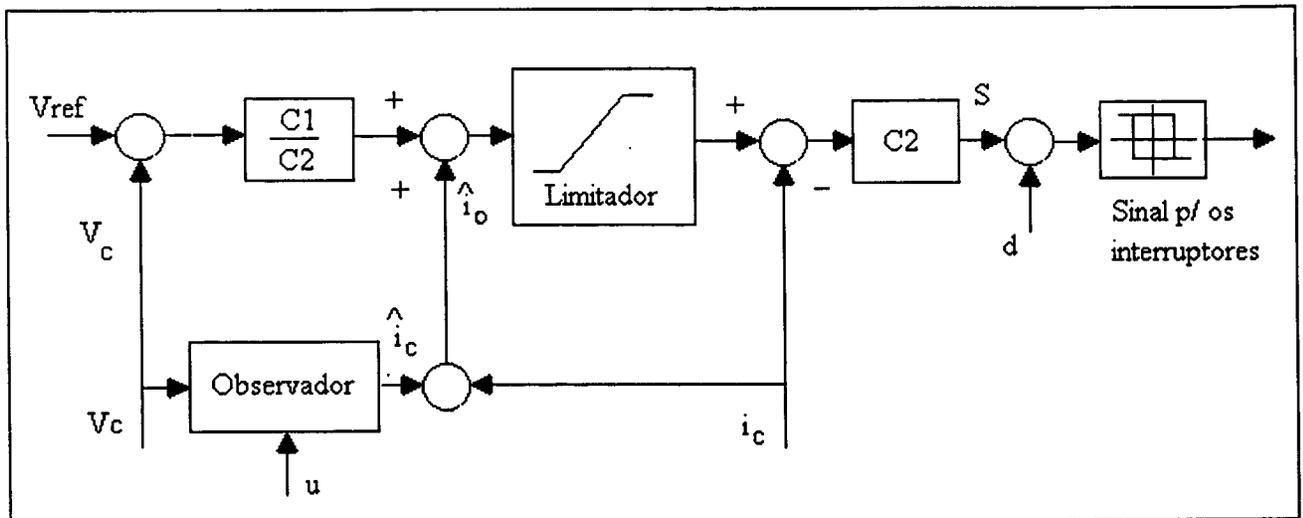


Fig. 5.5. - Diagrama de blocos referente a proposta de [23].

5.3 - A ESTRATÉGIA DA MALHA DE CONTROLE USANDO O SMC-PWM.

As várias soluções de malha de controle usando o princípio SMC, tanto nos controles multi-variáveis como no controle de uma única variável, frequência fixa ou não, possuem a seguinte malha fechada de controle generalizada:

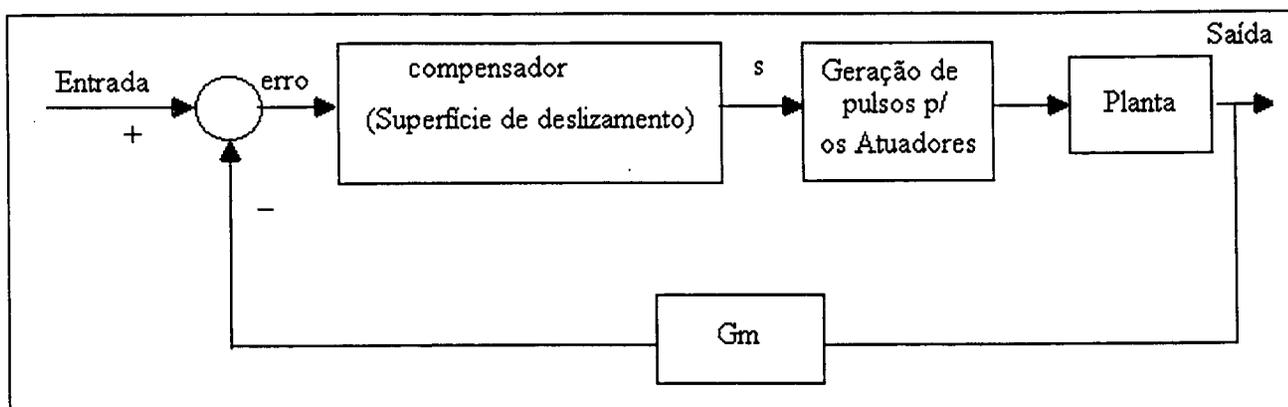


Fig.5.6 - Diagrama de Blocos SMC usual.

Esta estratégia de controle trabalha com o sinal de " $s(t)$ " executando duas funções: primeiro a função de *corrigir a saída* (a questão da saída seguir a entrada); segundo, a função de *estar portando em si o valor da referência* (o sinal a ser modulado), a fim de gerar pulsos portadores do sinal modulado, capazes então de levar a planta (inversor) a seguir a referência. Como consequência, o valor instantâneo de " $s(t)$ " será diferente de zero, ou seja, o princípio $s(t) = 0$ (condição da saída seguir a entrada, ou estabilidade do sistema controlado) tende a ser burlado. Entretanto, quando o bloco de geração dos pulsos para os atuadores for uma histerese, o sinal " $s(t)$ " deixa de necessitar a segunda função, de conduzir o sinal modulado. Pois faz automaticamente a modulação de maneira intrínseca. *Aqui reside a razão do uso da histerese após a superfície de deslizamento: independentemente de executar a modulação, o erro tende a zero e, conseqüentemente, " $s(t)$ " também.*

Uma das formas mais tradicionais de gerar pulsos para os atuadores da planta, numa frequência fixa é comparar o sinal compensado (o sinal do erro após o controlador) com um sinal dente-de-serra. Usa-se este método pelos seguintes motivos:

- a) simplicidade de implementação;
- b) a existência de circuitos integrados dedicados;
- c) inevitavelmente garante a frequência fixa na comparação;
- d) a frequência desejada facilmente é determinada, a mesma do pulso dente-de-serra.

Para fugir da complexidade e incertezas de assegurar indiscutivelmente a frequência fixa dos métodos apresentados nos itens 5.2.1 a 5.2.4, e ainda mais, *só monitorando uma variável de estado do inversor*, optou-se em usar, no bloco de geração dos pulsos para os atuadores, um bloco composto pela comparação, do sinal de $s(t)$ mais o sinal de referência, com uma onda

dente-de-serra, como mostrado na Fig. 5.7. Com esta estratégia de malha fechada de controle, além de proporcionar a modulação do sinal de referência, o sinal de $s(t)$ tende a zero, e conseqüentemente também o erro, sem ir contra o princípio do SMC (conforme demonstrado no capítulo 4). Esta estratégia faz o mesmo papel da histerese, com a vantagem de assegurar, de maneira fácil, a frequência fixa. A malha de controle proposta está a seguir:

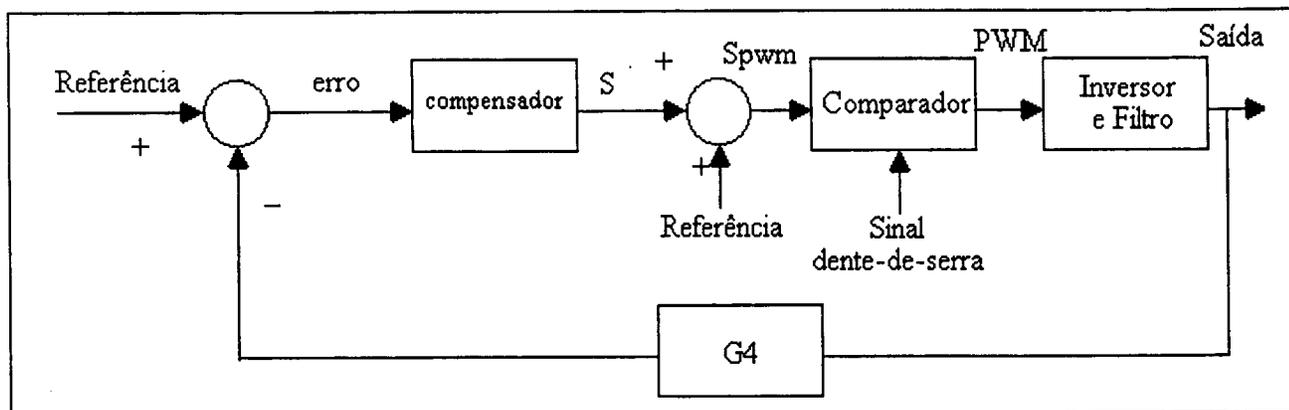


Fig. 5.7 - Diagrama de Blocos da estratégia de controle proposta SMC.

Nota-se, então, que o sinal de referência é somado duas vezes na malha de controle. A razão disso, é proporcionar a modulação e a compensação. Então, pode-se dividir a estratégia de controle em malha fechada como a soma dos dois sinais (ou de duas funções distintas) da seguinte forma:

a) Modulação do sinal de referência.

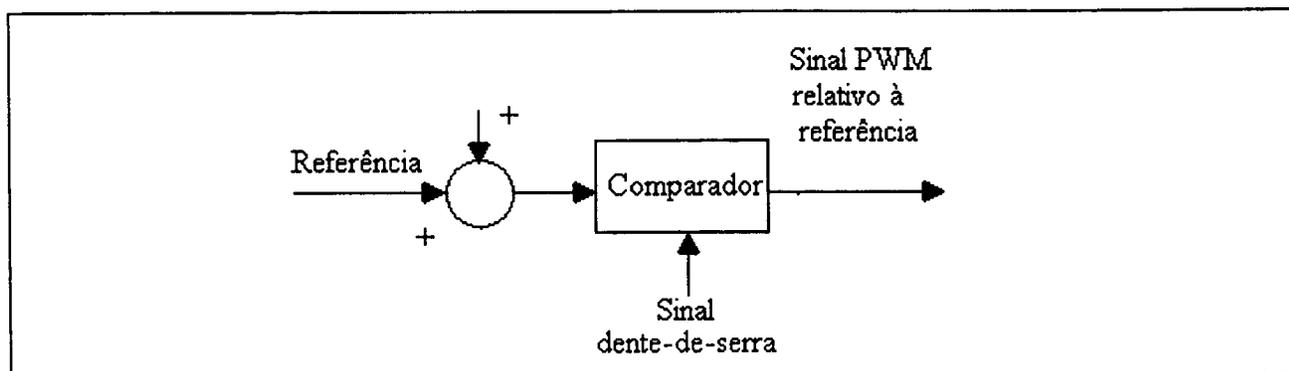


Fig. 5.8 - Diagrama Esquemático da Modulação do Sinal de Referência.

b) Realimentação do sistema.

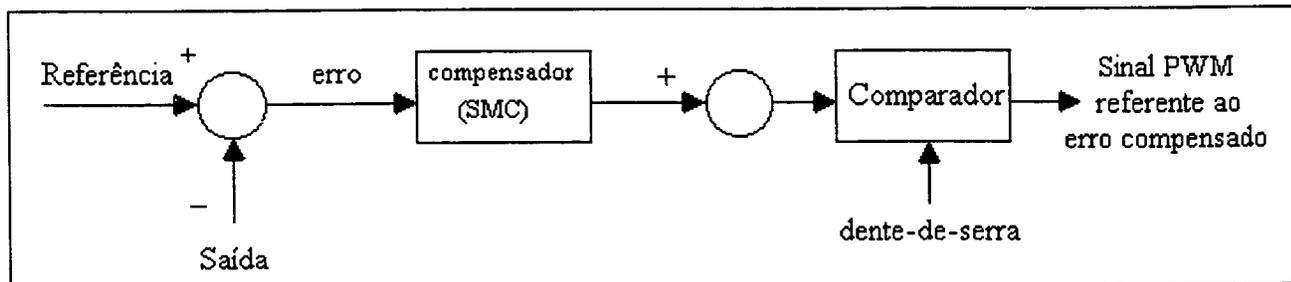


Fig. 5.9 - Diagrama Esquemático da realimentação do Sistema.

A inconveniência desta estratégia de controle, e de qualquer outra usando comparação com o sinal dente-de-serra, é a variação do sinal $s(t)$. Ela não pode ser abrupta dentro de um período do sinal dente-de-serra, definidor da frequência fixa de comutação dos interruptores da estrutura de potência. A solução deste inconveniente está em limitar a ondulação no capacitor de saída do inversor (C_0) e projetar o compensador com a característica derivativa menos influente possível (baixo ganho da parte derivativa) na implementação da lei de comutação. Em outras palavras, o sinal dente-de-serra só pode sofrer a intersecção, pela soma dos sinais $s(t)$ e referência ($s_{pwm}(t)$), uma única vez após o início do período do sinal dente-de-serra, T_s . Este problema aparentemente não existe quando há a histerese em vez da comparação com uma onda dente-de-serra (v_d). Quando o sinal $s(t)$ passa por um bloco de histerese, a amplitude do erro máximo é fixada pela largura da histerese. Sempre que o sinal $s(t)$, proporcional ao erro, atinge o valor da largura da histerese, ocorre uma ordem de mudança de estado dos interruptores.). No caso do inversor de tensão a dois níveis, a tensão aplicada entre os pontos "a" e "b", V_{ab} , mudará de polaridade. Se a tensão no instante anterior à ordem de mudança estava $-E$, passará a E , e vice-versa. De maneira simples, quanto menor a largura de histerese, menor é o erro tolerável, bem como maior será a frequência média de comutação. Idealmente, a largura da histerese deveria tender a zero tornando o "chattering" inexistente, isto é, a permanência no estado $s(t)=0$. Portanto, a frequência de comutação com o uso da histerese tende a ser muito variável. Além disso, se houver uma tendência de grande ondulação ("chattering" ou grande perturbação), a frequência de comutação tenderá também a ser elevada. Como há a necessidade de limitar a frequência de comutação, além de outras soluções dever-se-á limitar a ondulação da tensão de saída. A modulação em

freqüência, por um lado torna simples o projeto da superfície de deslocamento, a menos dos limites para a freqüência, e por outro lado dificulta o projeto da planta (estrutura de potência com seus elementos passivos e limite de carga). Acima foi dito que a mudança do sinal de $s(t)$, com uma malha de controle usando o bloco de histerese, aparentemente não traz problemas. Quando se usa o bloco de histerese, percebe-se que a alta razão de variação do sinal $s(t)$, juntamente com sua amplitude, conduz também à alta variação da mudança de estrutura. A referência [23] apresenta uma relação da freqüência de comutação com os outros parâmetros relevantes da planta e controle. É, para este tipo de estratégia de malha de controle usando o bloco de histerese, uma ótima ajuda na delimitação do projeto do controlador/planta.

Na indústria, este tipo de controle (SMC) com a comparação com pulsos dente-de-serra, já vem sendo usado. Há pouco conhecimento teórico e, conseqüentemente, de metodologia de projeto, bem como suas razões de como funciona.

Uma contribuição relevante deste trabalho reside na soma da referência após a compensação, a fim de desempenhar a função de modulação.

5.4 - METODOLOGIA DE PROJETO DOS PARÂMETROS DA MALHA DE CONTROLE (E DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA).

O SMC caracteriza-se por trazer dificuldades no projeto de implantação do seu princípio, talvez por estar ainda oculto em seu conhecimento ou ser intrinsecamente de difícil acesso. A referência [24] afirma que a técnica SMC já se tornou madura e pronta para ser aplicável. Só o princípio do SMC está bem solidificado em sua fundamentação e compreensão. Nos artigos disponíveis publicados na área de eletrônica de potência, o princípio e fundamentação do mesmo costumam estar presentes, e quando se dá um passo adiante, a matemática envolvida é de difícil acesso e obscura. Geralmente são bastante teóricas no princípio e pobres no projeto de implementação da mesma, sem fundamentar e explicar suficientemente a solução encontrada. Raramente existe uma metodologia objetiva do projeto da lei de controle/planta, principalmente a cerca dos ganhos envolvidos. Um exemplo de uma boa metodologia está em [23]. Na área de acionamento elétrico, o SMC e sua implementação parecem estar mais solidificados.

A metodologia apresentada neste trabalho está relacionada estritamente com o inversor de tensão e seu filtro de saída.

5.4.1 - CONSIDERAÇÕES E ESCOLHA DOS PARÂMETROS DA SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO E GANHOS.

A superfície escolhida é do tipo clássico, a seguir apresentada no domínio da frequência:

a) Sem integrador

$$\frac{s}{\varepsilon} = 1 + \frac{\sigma}{\omega_1} \quad (5.1)$$

b) Com integrador

$$\frac{s}{\varepsilon} = K_{int} \frac{(1 + \frac{\sigma}{\omega_{int1}})(1 + \frac{\sigma}{\omega_{int2}})}{\sigma} \quad (5.2)$$

Escolheu-se apresentar a análise da implementação da superfície de deslizamento no domínio da frequência, porque a metodologia de projeto baseia-se no Diagrama de Bode (análise no domínio da frequência complexa).

Na Fig.5.10 encontra-se um diagrama de blocos da malha fechada de controle/inversor modelados.

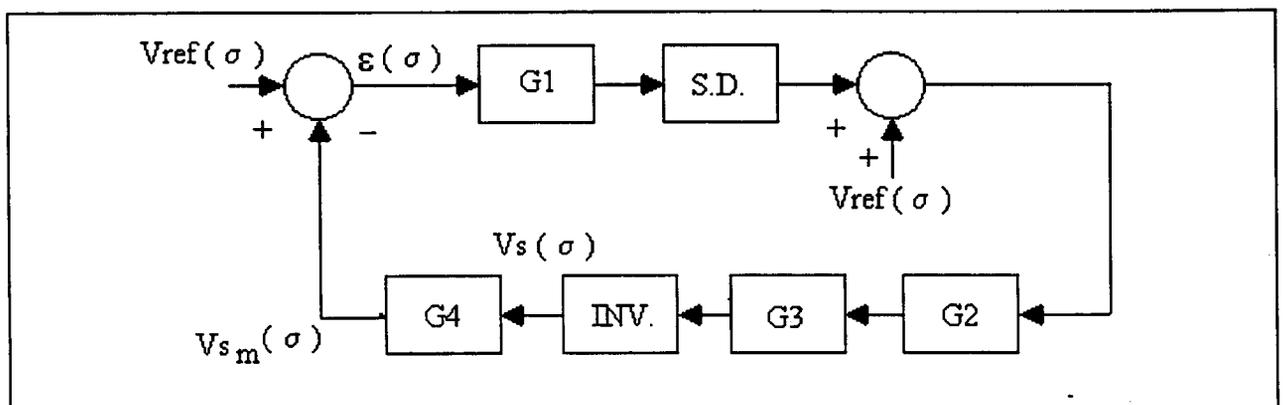


Fig. 5.10 - Diagrama de Blocos do Sistema Realimentado.

Onde

G₁: ganho em função de G₂, G₃ e G₄.

G₂: ganho entre o sinal dente de serra e o sinal modulado compensado.

G₃: ganho DC, índice de modulação DC do inversor.

G₄: ganho do medidor.

INV: inversor, filtro de saída, carga e fonte de alimentação DC.

Definições e considerações:

a) G_{DC}: Ganho calculado para a tensão de saída máxima, para o caso do inversor alimentar continuamente uma carga com a amplitude máxima da tensão. Este ganho é igual ao máximo índice de modulação do inversor M_{max}, ou seja, no caso de tensão senoidal para o valor de pico da senóide.

$$G_{DC} = \frac{V_{sp}}{E} = M_{max} \quad (5.3)$$

b) M: índice de modulação. O índice de modulação, para a baixa frequência (f₀), permite ajustar o valor eficaz da tensão de saída (v_s) para um valor desejado a partir de uma tensão fixa de entrada E do inversor, e vice-versa.

$$M = \frac{v_s}{E} \quad (5.4)$$

c) M_i: índice de modulação instantâneo variável. A razão cíclica variando, cria a possibilidade de que para uma dada tensão de entrada E, a tensão de saída AC de baixa frequência possa variar de amplitude. Assim $0 \leq M_i \leq M_{max}$.

A robustez do controle é função da constante K (capítulo 4). Quanto maior for K, o controle torna-se mais insensível às incertezas de dinâmicas não modeladas. K é um ganho, representando a quantidade disponível de correção instantânea necessária para a estabilidade do sistema. Isto é, a quantidade de energia por unidade de tempo (potência) transferida da fonte à carga. No inversor de tensão, tendo em vista principalmente as cargas não-lineares, significa a quantidade de energia que pode ser enviada à carga num instante. Neste caso, K é função da tensão de entrada (fonte), do indutor de filtro (limitador da potência instantânea a ser enviada), do capacitor de filtro (armazenador de energia), da frequência de comutação, da tensão V_{ab} ser a dois ou três níveis e, obviamente, da carga (solicitadora de energia instantânea). A frequência de

comutação e a forma de onda da tensão V_{ab} são definições geralmente pré-estabelecidas. O capacitor de filtro não deve armazenar grande quantidade de energia. E não é interessante retirar energia do mesmo, em vista da distorção da forma de onda da tensão que isto poderia gerar. Os dois elementos mais relacionados com a escolha de K são a tensão de entrada E e o indutor de filtro L_O . Quanto menor L_O maior a corrente, num intervalo de tempo, que poderá passar por ele. Quanto maior E , maior a diferença de potencial no indutor (aumenta a corrente instantânea) e maior o nível de tensão contínua V_{ab} . Todas estas considerações já foram analisadas no capítulo 3. Isso foi lembrado para que a seguinte consideração possa ser usada como regra, e ao mesmo tempo dizendo de sua veracidade do ponto de vista do controle. *O pior caso de funcionamento do inversor, relativamente ao controle e às incertezas de dinâmicas e parâmetros não modelados, ocorre quando a tensão está no pico da senóide, com $M_i = M_{max}$.* Pois neste ponto de operação, há a menor quantidade relativa por unidade de tempo transferível de energia. Assim, para qualquer outro ponto de operação, $M_i < M_{max}$, o controle é mais robusto e seu desempenho é melhor. Portanto, a metodologia de projeto do controle é feita para este ponto crítico, graças também ao funcionamento do inversor em frequência fixa.

A metodologia de projeto é simples porque:

- a) baseando-se no ponto de operação $M_i = M_{max}$, o ganho em malha direta do controle deve ser unitário;
- b) a eficiência do controle projetado é obtida pela característica derivativa da superfície de deslizamento;
- c) o compensador (SD - Superfície Deslizante) é mais rápido que a planta (inversor mais o filtro de saída), de modo a antecipar as ordens de comando dos interruptores em relação ao erro.
- d) Como consequência, as ordens de comando estão sempre corrigindo antecipadamente, procurando tirar o máximo de desempenho do inversor. Portanto, o "chattering" tem a mesma frequência de comutação quando em regime.
- e) Qualquer evento em que haja um transitório de amplitudes mais elevadas (erro muito grande, como por exemplo carga não linear), a estratégia de controle propicia uma saturação de duração determinada pelo controle, ainda sempre adiantado (isto será visto mais adiante nos capítulos 6 e 7).

Portanto, em qualquer situação deve-se garantir a predição do controle no tratamento do erro. O pólo do filtro de saída não influencia a predição da superfície de deslizamento, pois

pertence à planta. O controle simplesmente vê um limite de energia a ser transportada à carga (fonte E e o indutor L_O). Assim, as duas normas principais da metodologia de projeto são:

a) em regime permanente, garantir ganho unitário para o ponto crítico de operação, $M_i = M_{\max}$,

b) dotar o controle com capacidade de predição.

A primeira se dá na determinação correta dos ganhos em malha direta. A segunda ocorrerá sempre, em que satisfazendo a primeira norma, o posicionamento do "zero" (derivador) esteja em uma frequência menor que a de comutação.

5.4.2 - PASSOS DO PROJETO DO INVERSOR/CONTROLE PARA A SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO COM INTEGRADOR.

As seguintes especificações e escolhas já devem ser conhecidas:

- Variação permitida da tensão E de entrada, ΔE .
- Frequência de saída do inversor, f_O .
- Frequência de comutação, f_S .
- Resistência de condução do interruptor (Mosfet), $R_{D(on)}$.
- Potência de saída, P_O .
- Indutor do filtro de saída do inversor, L_O .
- Razão cíclica máxima/mínima, D_{satmax} .

1 - Primeira determinação da tensão mínima de entrada do inversor $E_{1\min}$

$$E \geq E_{1\min} \quad (5.5)$$

$$E_{1\min} = V_{sp} + \Delta E + \Delta E_q \quad (5.6)$$

Onde ΔE_q se constitui na soma das quedas de tensão da malha interruptores, cablagem e indutor de filtro.

2 - Amplitude máxima da tensão de referência e ganho do medidor G_4 .

A amplitude máxima da tensão de referência (V_{refp}) deve ser a maior possível, pois é interessante que o ganho G_1 (existente para tornar o ganho em malha direta unitário) não seja

elevado. Pois do contrário, poderá amplificar possíveis ruídos ou levar dispositivos eletrônicos à saturação. Então,

$$G_4 = \frac{V_{refp}}{V_{sp}} \quad (5.7)$$

3 - Tensão de saturação V_{satpwm} , tensão de pico da onda dente-de-serra V_{dp} e a razão cíclica máxima/mínima possível (saturação) D_{satmax} .

A tensão de saturação e a razão cíclica máxima estão diretamente relacionadas. A tensão de saturação V_{satpwm} deve ser maior que a tensão de pico de referência. A seguinte ordem de grandeza precisa ser respeitada:

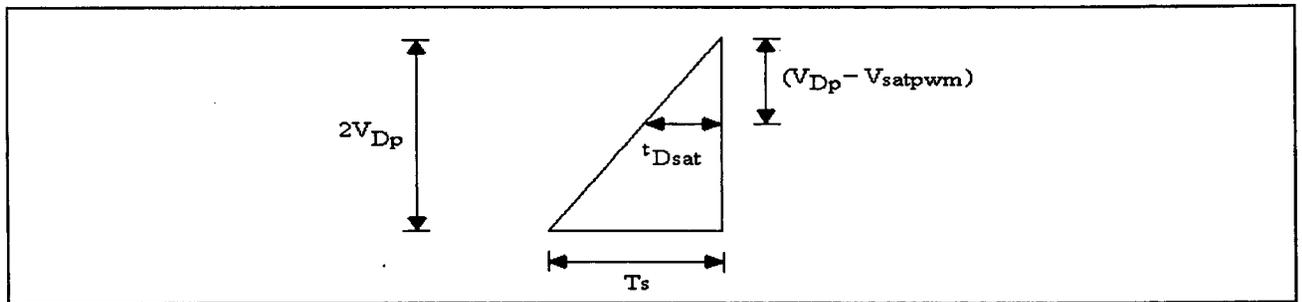


Fig. 5.11 - Triângulo dente-de-serra auxiliar.

$$V_{refp} < V_{satpwm} < V_{dp} \quad (5.8)$$

Pela semelhança de triângulo (Fig5.11), obtém-se

$$\frac{2V_{dp}}{T_s} = \frac{(V_{dp} - V_{satpwm})}{t_{Dsat}} \quad (5.9)$$

$$t_{Dsat} = \frac{T_s}{2V_{dp}} (V_{dp} - V_{satpwm}) \quad (5.10)$$

$$D_{satmax} = 1 - \frac{t_{dsat}}{T_s} \quad (5.11)$$

Substituindo (5.10) em (5.11), vem:

$$D_{\text{satmax}} = 1 - \frac{(V_{\text{dp}} - V_{\text{satpwm}})}{2V_{\text{dp}}} \quad (5.12)$$

4 - Ganho entre o sinal dente-de-serra e o sinal modulado compensado G_2 .

Considera-se apenas o sinal de referência sendo comparado com o sinal dente-de-serra, desprezando o sinal $s(t)$, pois supõe-se o sistema em regime. Pela semelhança de triângulos (Fig.5.12) como realizado acima, a razão cíclica de regime é dada por:

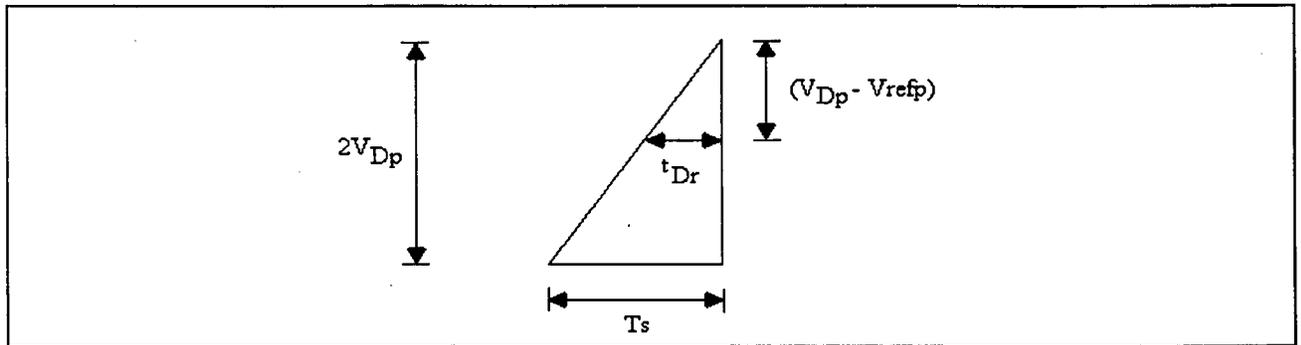


Fig. 5.12 - Triângulo dente-de-serra auxiliar.

$$\frac{2V_{\text{dp}}}{T_s} = \frac{(V_{\text{dp}} - V_{\text{refp}})}{t_{\text{Dr}}} \quad (5.13)$$

$$t_{\text{Dr}} = T_s \frac{(V_{\text{dp}} - V_{\text{refp}})}{2V_{\text{dp}}} \quad (5.14)$$

$$D_{r\text{max}} = 1 - \frac{t_{\text{Dr}}}{T_s} \quad (5.15)$$

Substituindo (5.14) em (5.15), vem:

$$D_{r\text{max}} = 1 - \frac{(V_{\text{dp}} - V_{\text{refp}})}{2V_{\text{dp}}} \quad (5.16)$$

O ganho G_2 então é:

$$G_2 = D_{r\text{max}} \quad (5.17)$$

5 - Segunda determinação da tensão mínima de entrada do inversor E_{2min}

$$E > E_{2min} > E_{1min} \quad (5.18)$$

Considerando o inversor de tensão operando com tensão V_{ab} a dois níveis, e $f_s \gg f_o$.

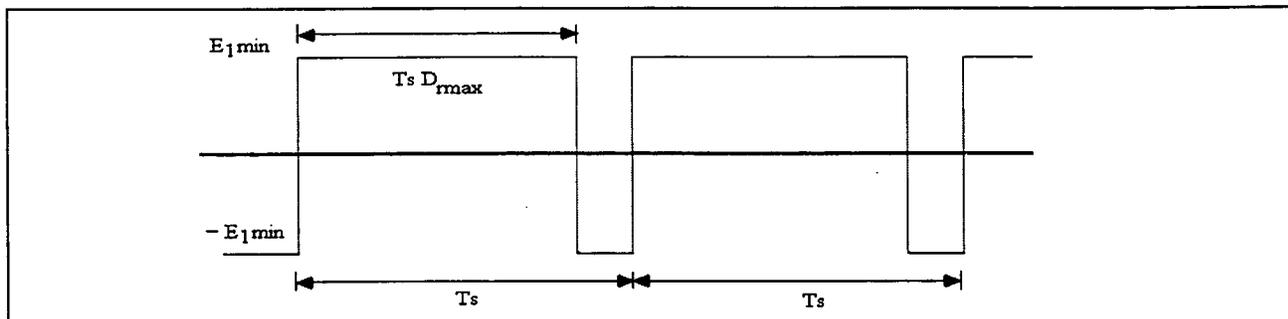


Fig. 5.13 - Gráfico auxiliar para o valor médio da tensão V_{ab} .

Da Fig.5.13, a tensão média é dada por:

$$E_{medio} = \frac{E_{1min}}{T_s} (D_{rmax} T_s - (1 - D_{rmax}) T_s) \quad (5.19)$$

$$E_{medio} = E_{1min} (2D_{rmax} - 1) \quad (5.20)$$

$$E_{medio} < E_{1min} \quad (5.21)$$

Encontrando a tensão E_{2min} para que a média seja E_{1min} com $D_{rmax}=1$, vem:

$$\frac{1}{T_s} (E_{2min} D_{rmax} T_s - (1 - D_{rmax}) E_{2min} T_s) = E_{1min} \quad (5.22)$$

$$E_{2min} = \frac{E_{1min}}{2D_{rmax} - 1} \quad (5.23)$$

Assim, pela teoria do controle E será:

$$E \geq E_{2min} \quad (5.24)$$

6 - O ganho de tensão G_3 é dado por:

$$G_3 = \frac{E}{V_{sp}} \quad (5.25)$$

7 - O ganho de tensão de ajuste G_1 .

$$1 = G_1 G_2 G_3 G_4 \quad (5.26)$$

O ganho em malha direta, inclusive nas proximidades da frequência de saída f_0 , deve ser unitário, a fim de não atenuar o erro, bem como não amplificar o "chattering".

$$G_1 = \frac{1}{G_2 G_3 G_4} \quad (5.27)$$

Até aqui determinou-se o ganho de ajuste G_1 , para que o ganho total da malha direta fosse unitário.

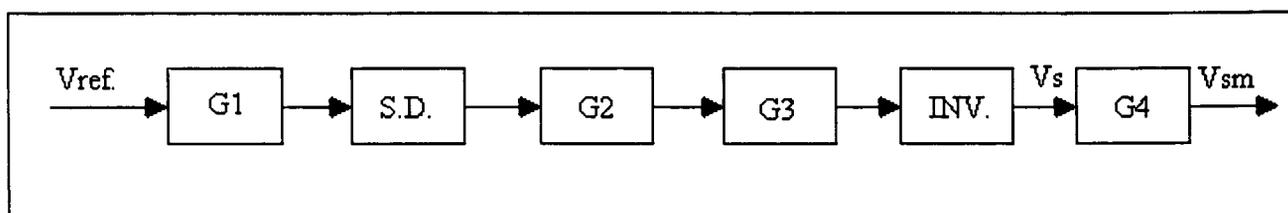


Fig. 5.14 - Diagrama de Blocos da malha direta do sistema.

8 - Determinação dos parâmetros próprios da superfície (valores dos "zeros" da superfície).

Quando a superfície escolhida for de $n = 2$, sem integrador, somente um zero precisa ser determinado. A escolha da frequência do "zero" (para $n = 2$) seguirá as mesmas diretrizes da determinação do zero de maior frequência para a superfície com $n = 3$, com integrador.

Reescrevendo a equação da superfície com integrador no domínio da frequência, tem-se:

$$\frac{s}{\varepsilon} = K_{int} \frac{\left(1 + \frac{\sigma}{\omega_{int1}}\right) \left(1 + \frac{\sigma}{\omega_{int2}}\right)}{\sigma} \quad (5.2)$$

Onde:

K_{int} : ganho da superfície de deslizamento.

ω_{int1} : frequência do primeiro "zero".

ω_{int2} : frequência do segundo "zero".

Na frequência modulada de interesse de saída do inversor f_0 , por sofrer um controle instantâneo e com característica preditiva, a tensão medida $v_{sm}(t)$ deve ser instantaneamente de mesma amplitude e fase que a tensão de referência $v_{ref}(t)$. Assim o controle poderá atuar na

forma ideal. Por menor que seja o erro, tanto erro de amplitude e/ou fase, o sinal $s(t)$ deverá adicionar proporcionalmente esta quantidade de erro ao sinal de referência, existindo sempre um erro instantâneo. Isso seria contrário à teoria do SMC, $s(t) \neq 0$.

Então,

$$\left. \frac{s(j\omega)}{\varepsilon(j\omega)} \right|_{f_0} = 1 + 0j\omega \quad (5.28)$$

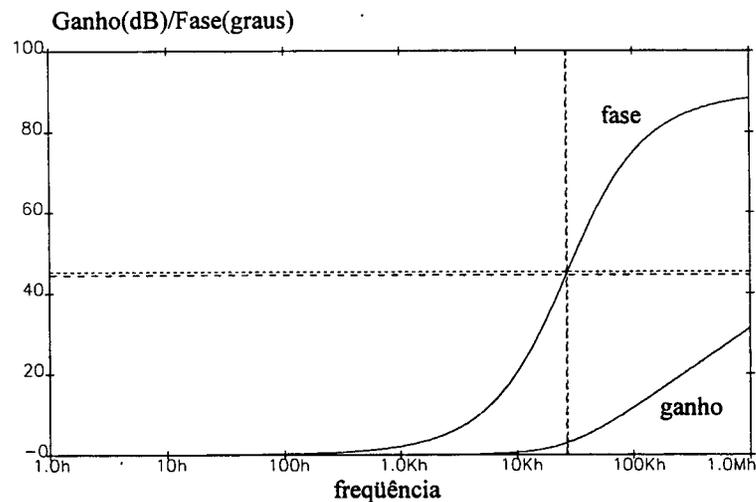


Fig5.15 - Diagrama de Bode de ganho e fase desejados para a malha da superfície de deslizamento.

Garantindo para a superfície de deslizamento o ganho unitário e a fase nula, em regime não haverá realimentação de possíveis erros instantâneos. Uma ressalva é feita: a fase poderá estar levemente adiantada, mas não atrasada.

A planta possui uma frequência fixa baixa de saída (f_0) e um filtro atenuador da alta frequência de comutação f_s ("chattering"). Todo e qualquer distúrbio de frequência inferior à frequência f_s , são classificados como distúrbios controláveis. Os distúrbios de frequência superior à frequência f_s , são classificados como ruídos, onde o controle SMC começa a ser inoperante. Quando o erro (fisicamente o "chattering") tem frequência superior a frequência de comutação, isto caracteriza a instabilidade do sistema.

Seja f_e a frequência do erro.

A condição de estabilidade do SMC no domínio da frequência, quando opera com frequência fixa, é dada por:

$$f_e \leq f_s \quad (5.29)$$

Quando $f_e = f_s$, o sistema está operando em regime. Para o controle, $v_s(t) = v_{ref}(t)$, a menos da ondulação de saída com a mesma frequência da comutação. Nesta situação, o ponto $P(\epsilon, \epsilon')$ tende a permanecer no ponto de equilíbrio $Pe(0,0)$ (Capítulo 4).

Quando $f_e < f_s$, há a presença de distúrbios. Entretanto, o sistema não se torna instável. Do princípio do SMC, se o ponto $P(\epsilon, \epsilon')$ estiver distante de $Pe(0,0)$ e fora da reta $s(t) = 0$, ele migrará para um ponto pertencente à reta $s(t) = 0$, até atingir a condição de equilíbrio dinâmico $Pe(0,0)$. Em termos de frequência, o distúrbio gera um erro de baixa frequência, a qual o SMC (pela presença da característica derivativa) procurará elevá-la, até que o erro passe a oscilar com a frequência de comutação (caracterizando que a dinâmica do sistema em malha fechada é dada pela forma e pelos parâmetros da lei de comutação [1]).

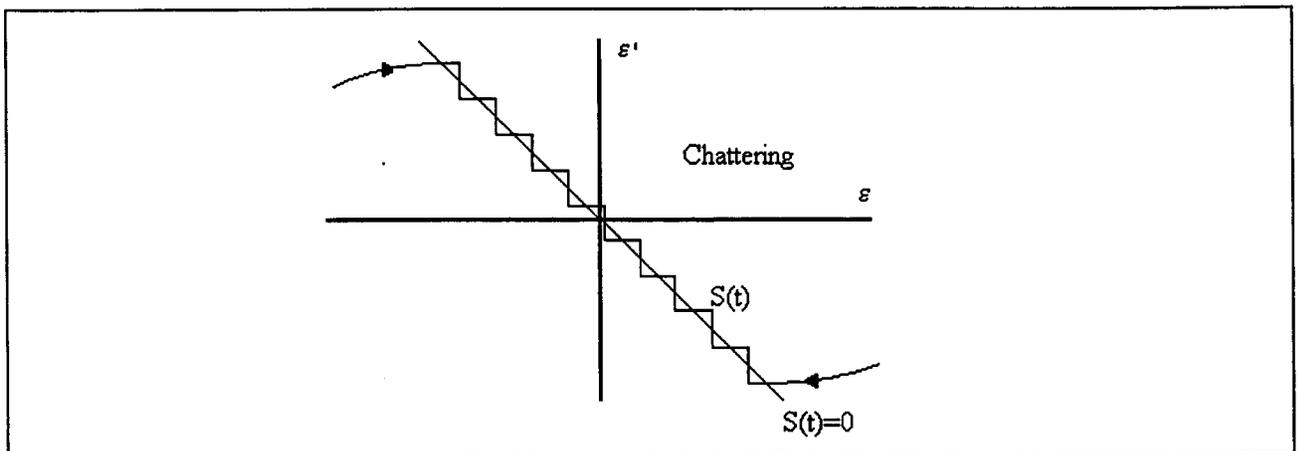


Fig. 16 - Representação da superfície de deslizamento com o chattering.

Quando $f_e > f_s$, o SMC não assegura a estabilidade do sistema. A frequência de comutação passa a ser superior à frequência pré-estabelecida f_s . O sistema, com a estratégia de controle apresentada aqui, não chega a total instabilidade. Entretanto haverá comutação dos interruptores de forma inadequada. O bloco de comparação com o sinal dente-de-serra poderá passar a ter uma função semelhante ao bloco de histerese.

Pode-se afirmar que:

a) o "zero" de maior frequência necessariamente tem uma frequência menor que a de comutação, f_s ;

b) uma frequência inferior à frequência do filtro contém componentes não atenuadas, de amplitudes relativamente elevadas. Se o "zero" fosse posicionado em uma frequência inferior à frequência de corte do filtro, o objetivo filtragem de sinal do filtro passaria a ser comprometido. Em outras palavras, o "chattering" seria amplificado. Em princípio, a frequência do zero deverá ser superior à frequência de corte do filtro de saída do inversor.

A segunda diretriz para o posicionamento do "zero" de alta frequência é:

$$f_c < f_{z2} < f_s \quad (5.30)$$

Pela primeira diretriz, (5.28), exagerando para que não haja nenhum atraso de fase provocado pelo integrador,

$$f_{z1} = \frac{f_o}{100} \quad (5.31)$$

Pela segunda diretriz, (5.30), vem:

$$f_{z2} \cong f_s \quad (5.32)$$

Trazendo f_{z2} para mais próximo da frequência de saída f_o , o sistema torna-se gradativamente mais sensível, até atingir uma condição de $f_c > f_s$, uma forma de realimentação positiva. Se aumentar os valores de C_o e L_o , diminuindo a frequência de corte f_c , se poderia trazer este "zero" mais elevado para uma frequência mais baixa. Entretanto isso não é interessante à planta. Quanto mais próximo f_{z2} de f_s , menor é C_o .

O ganho K_{int} é dado por:

$$K_{int} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega_{int1}}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega_{int2}}\right)^2}}{\sigma} \Bigg|_{\sigma=2\pi f_o} = 1 \quad (5.33)$$

Onde,

$$\omega_{int1} = 2\pi f_{z1} \quad (5.34)$$

$$\omega_{\text{int}2} = 2\pi f_{z2} \quad (5.35)$$

Então,

$$K_{\text{int}} = \frac{2\pi f_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{100f_o}{f_o}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f_o}{f_s}\right)^2}} \quad (5.36)$$

$$K_{\text{int}}|_{f_o} \cong 3.77 \quad (5.37)$$

A metodologia apresentada acima, fundamenta-se nos princípios do SMC e na sua adaptação à estratégia proposta de controle em malha fechada. O princípio de funcionalidade e razões de sua veracidade foram expostos. A metodologia carece de uma fundamentação matemática. Uma das razões desta fundamentação, seria uma otimização da estratégia/metodologia de projeto desenvolvido até aqui, em vista da diminuição da impedância de saída do inversor. Isto é, aumentar a frequência de corte do filtro de saída, principalmente objetivando a diminuição do capacitor de filtro C_o .

5.4.3. - LEI DE COMUTAÇÃO E MALHA FECHADA DE CONTROLE SEM INTEGRADOR.

Na Fig. 17 é apresentada a estratégia da malha fechada de controle para o SMC sem integrador, no domínio da frequência.

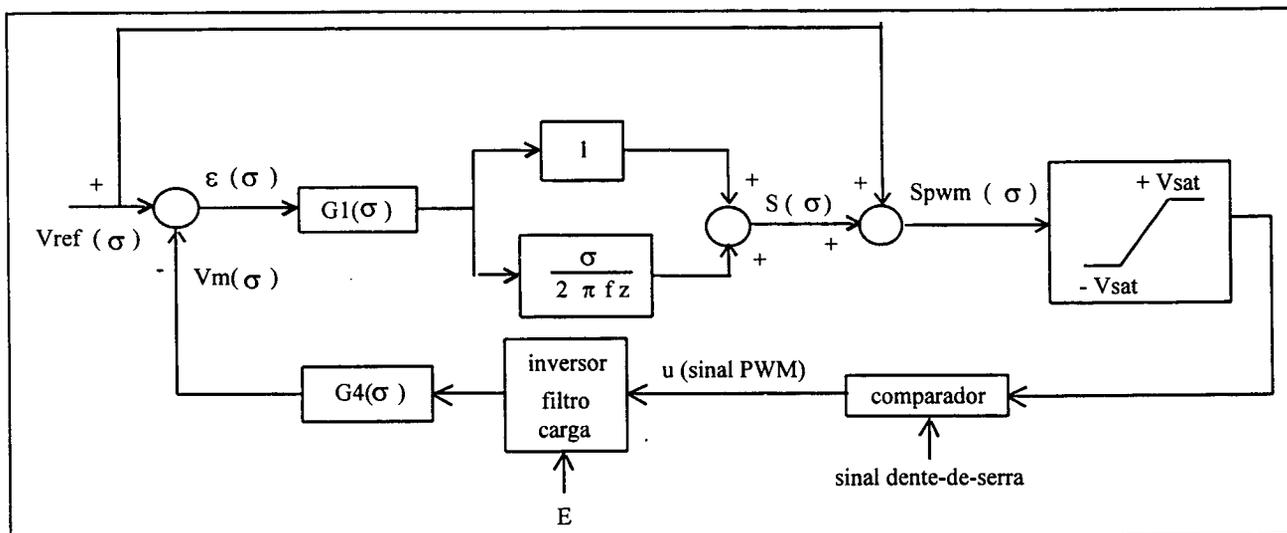


Fig. 17 - Malha fechada para o SMC sem integrador e $n=2$.

5.5 - DETERMINAÇÃO DO CAPACITOR DE FILTRO C_0 .

Uma das desvantagens da metodologia acima exposta é a determinação do capacitor em função da amplitude máxima da ondulação da tensão de saída ("chattering"). O parâmetro que limita a ondulação da tensão de saída, seguindo a lógica da metodologia/estratégia de controle, se constitui no capacitor de filtro C_0 .

Do capítulo 3 tem-se:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{L\max} &= \frac{E}{2L_0 f_s} \\ \Delta I_{L\min} &= \frac{E^2 - V_{sp}^2}{2EL_0 f_s} \end{aligned} \right\} \quad (5.38)$$

$$\Delta V_{s\max} = \frac{\Delta I_{L\max}}{2f_s C_0} \quad (5.39)$$

Uma faixa de valores para C_0 é dada pela seguinte condição:

$$\frac{\Delta I_{L\min}}{2V_{s\max\text{contr}} L_0 f_s} \leq C_0 \leq \frac{\Delta I_{L\max}}{2\Delta V_{s\max\text{contr}} f_s} \quad (5.40)$$

A ondulação máxima da tensão no capacitor de saída em regime, se não for especificada, deve atender a inequação (5.41). Caso o valor especificado para a ondulação em regime for menor que o da condição abaixo, este deverá ser adotado.

$$\Delta V_{s\max\text{contr}} \leq (V_{\text{satpwm}} - V_{\text{refp}}) \quad (5.41)$$

$$C_o \geq \frac{\Delta I_{L\max}}{2f_s \Delta V_{s\max\text{contr}}} \quad (5.42)$$

A inequação (5.42) está em função de um possível pior caso (carga indutiva pura). Além disso, a possibilidade de saturação em regime (para carga resistiva ou a vazio) do sinal s_{pwm} acontece quando a tensão de referência está com sua amplitude máxima. Assim, assegurando a inequação (5.42), garante-se que em regime o sinal $s_{\text{pwm}}(t)$ não atingirá a tensão de saturação V_{Dsat} determinada.

5.6 - CONCLUSÃO.

O princípio do SMC é poderoso. A estratégia de controle proposta atende as exigências da eletrônica de potência. A metodologia de projeto do controle é simples, ligando estreitamente planta/controle. Ela, além de fundamentar-se nos princípios básicos do SMC, surgiu mais do sentimento teórico e prático, do que matemático. Há certos raciocínios mais indutivos do que dedutivos. Espera-se que ela possa ser um bom ponto de partida para um desenvolvimento mais rígido matematicamente.

Intuitivamente, uma otimização da alocação do "zero" de frequência mais elevada e até mesmo do ganho de malha direta, poderá contribuir para uma melhor escolha do capacitor do filtro de saída do inversor. Em termos de resposta dinâmica, talvez pouco se poderá melhorar, já que as ordens de comando para os interruptores sempre estão adiantadas em relação ao erro. Como o princípio do SMC é simples, sendo um controle robusto (não é necessário modelar com precisão a planta), não há razões para criar uma metodologia de projeto complexa.

A solução para se obter frequência fixa parece ser boa. Talvez um estudo de otimização da frequência e outros parâmetros, já realizados por outras fontes [23], seja mais interessante do ponto de vista da eletrônica de potência

Acredita-se que usando a lei de controle equivalente, se possa encontrar relações interessantes para melhorar a metodologia de projeto e até mesmo na otimização dos elementos do inversor. Por motivos adversos e, reconhecidamente pela falta de um melhor preparo na área de controle, não se realizou um estudo mais detalhado. Para esta metodologia e estratégia de controle, faltou uma concatenação com a *lei de controle equivalente*, desenvolvida no capítulo 4. A aplicação do teorema de Lyapunov poderia, talvez, trazer também importantes contribuições.

CAPÍTULO 6

PROJETO E SIMULAÇÃO

6.1 - INTRODUÇÃO.

Objetiva-se, neste capítulo, mostrar importantes detalhes da teoria do SMC e do equacionamento do inversor e seu filtro (capítulo 3). Os resultados obtidos permitem avaliar o princípio da estratégia de controle e a metodologia de projeto desenvolvidas nos capítulos anteriores.

Simulou-se três projetos, conforme a metodologia proposta. Os projetos, dependendo das especificações iniciais, são realizados adaptando-se aos próprios passos da metodologia. As condições iniciais impostas foram diferentes, com por exemplo, uma limitação maior da razão cíclica máxima/mínima. Além de exemplificar a metodologia, fez-se isto a título didático.

Com o objetivo de validar a metodologia para o caso da superfície de deslizamento sem integrador, com $n=2$, é apresentado um resultado de simulação com as mesmas condições de um dos projetos. A equação da superfície de deslizamento escolhida possui o integrador.

6.2.1 - PRIMEIRO PROJETO E SEUS RESULTADOS.

Este primeiro projeto possui a característica de operação do inversor num estado quase ideal, em termos de razão cíclica máxima e mínima. O índice de modulação conseguido é elevado, cerca de 0,9.

6.2.2 - PROJETO.

Especificações:

- $f_s = 28,8\text{kHz}$
- $P_o = 200\text{W}$
- $L_o = 400\mu\text{H}$
- $V_{sef} = 110\text{V}$
- $D_{satmax} = 0,99$
- $V_{dp} = 5,2\text{V}$

$$- V_{\text{refp}} = 4,8\text{V}$$

$$- V_{\text{satpwm}} = 5.1\text{V}$$

1 - Corrente de carga nominal e de pico (resistor nominal de carga e potência máxima instantânea).

$$I_{\text{on}} = \frac{P_o}{V_{\text{sef}}} = \frac{200}{110} \cong 1,82\text{A} \quad (6.1)$$

$$R_{\text{on}} = \frac{V_{\text{sef}}^2}{P_o} = \frac{110^2}{200} = 60.5\Omega \quad (6.2)$$

$$I_{\text{op}} = \frac{V_{\text{sp}}}{R_{\text{on}}} = \frac{156}{60,5} \cong 2,6\text{A} \quad (6.3)$$

$$P_{\text{o,max}} = I_{\text{op}} V_{\text{sp}} = 2,6 \cdot 110\sqrt{2} \cong 400\text{W} \quad (6.4)$$

2 - Estimação da queda de tensão no indutor.

$$\Delta I_{L\text{max}} = \frac{E_{\text{estimado}}}{2L_o f_s} = \frac{170}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 28,8 \cdot 10^3} \cong 7,4\text{A} \quad (6.5)$$

$$\Delta I_{L\text{min}} = \frac{E_{\text{estimado}}^2 - V_{\text{sp}}^2}{2L_o E_{\text{estimado}} f_s} = \frac{170^2 - 156^2}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 170 \cdot 28,8 \cdot 10^3} \cong 1,4\text{A} \quad (6.6)$$

$$\Delta I_{L\text{med}} \approx \frac{\Delta I_{L\text{max}} + \Delta I_{L\text{min}}}{2} \cong 4,3\text{A} \quad (6.7)$$

$$Z_{L_o} = 2\pi f_o L_o \cong 151\text{m}\Omega \quad (6.8)$$

$$\Delta V_{L_p} \approx Z_{L_o} \left(I_{\text{op}} + \frac{\Delta I_{L\text{med}}}{2} \right) \cong 0,7\text{V} \quad (6.9)$$

3 - Determinação do valor do capacitor de saída C_o .

$$\Delta V_{s\text{max contr}} = 2(V_{\text{satpwm}} - V_{\text{ref}}) = 2(5,1 - 4,8) = 0,6\text{V} \quad (6.10)$$

$$\frac{\Delta I_{L\min}}{2f_s \Delta V_{s\max\text{ contr}}} \leq C_o \leq \frac{\Delta I_{L\max}}{2f_s \Delta V_{s\max\text{ contr}}} \quad (6.11)$$

$$37,6\mu\text{F} \leq C_o \leq 214\mu\text{F} \quad (6.12)$$

Mas a condição correta para a escolha de C_o é:

$$C_o \geq 37,6\mu\text{F} \quad (6.13)$$

$$C_o = 40\mu\text{F} \quad (\text{escolhido}) \quad (6.14)$$

4 - Determinação da tensão de alimentação E

$$\Delta V_{s\max} = \frac{\Delta I_{L\max}}{2 \cdot C_o \cdot f_s} = \frac{7,4}{2 \cdot 36,7 \cdot 10^{-6} \cdot 28,8 \cdot 10^3} \cong 3,2\text{V} \quad (6.15)$$

$$E > E_{1\min} = V_{s_p} + \Delta V_{Lp} + \Delta V_{s\max} = 156 + 0,7 + 3,2 \cong 160\text{V} \quad (6.16)$$

$$G_2 = D_{\max} = 1 - \left(\frac{V_{d_p} - V_{\text{ref}_p}}{2V_{d_p}} \right) \cong 0,96 \quad (6.17)$$

$$E_{2\min} \geq \frac{E_{1\min}}{G_2} \cong 166,6\text{V} \quad (6.18)$$

Assim, recalculando a corrente máxima e mínima no indutor L_o tem-se: $\Delta I_{L\max} \cong 7,60\text{A}$ e $\Delta I_{L\min} \cong 1,56\text{A}$.

Tendo em vista a condição teórica sobre "K" (capítulo 4), encontra-se:

$$E = E_{2\min} + 9\text{V} \cong 175\text{V} \quad (6.19)$$

5 - Cálculo do ganho de ajuste G_1 .

$$G_3 = \frac{E}{V_{s_p}} \cong 1,12 \quad (6.20)$$

$$G_4 = \frac{V_{\text{ref}_p}}{V_{s_p}} = \frac{4,8}{155,6} \cong 30,86 \cdot 10^{-3} \quad (6.21)$$

Então da equação (5.27) $G1$ é aproximadamente 30.

6 - *Índice de modulação máximo.*

$$M_{\max} = \frac{V_{sp}}{E} \cong 0,89 \quad (6.22)$$

7 - *Parâmetros da superfície deslizante.*

A frequência escolhida para o "zero" de frequência maior é:

$$f_s = 27\text{kHz} \quad (6.23)$$

a) Sem integrador:

$$\omega_1 = 2\pi f_{z2} \cong 169,6 \cdot 10^3 \text{ rad / seg} \quad (6.24)$$

O "zero" da superfície de deslizamento sem integrador deverá estar posicionado em uma frequência complexa de 169600 rad/seg.

b) Com integrador:

$$\omega_{\text{int1}} = \frac{2\pi f_o}{100} = \frac{60}{100} 2\pi \cong 3,77 \text{ rad / seg} \quad (6.25)$$

$$\omega_{\text{int2}} = 2\pi f_{z2} \cong 169,6 \cdot 10^3 \text{ rad / seg} \quad (6.26)$$

De (5.33) vem,

$$K_{\text{int}} \cong 3,77 \quad (6.27)$$

O Diagrama de Bode da equação da superfície de deslizamento com o uso do integrador é apresentada na Fig.6.1. Observa-se que para a faixa de frequência de interesse, 60Hz a 30kHz, o ganho é praticamente unitário e a fase é adiantada.

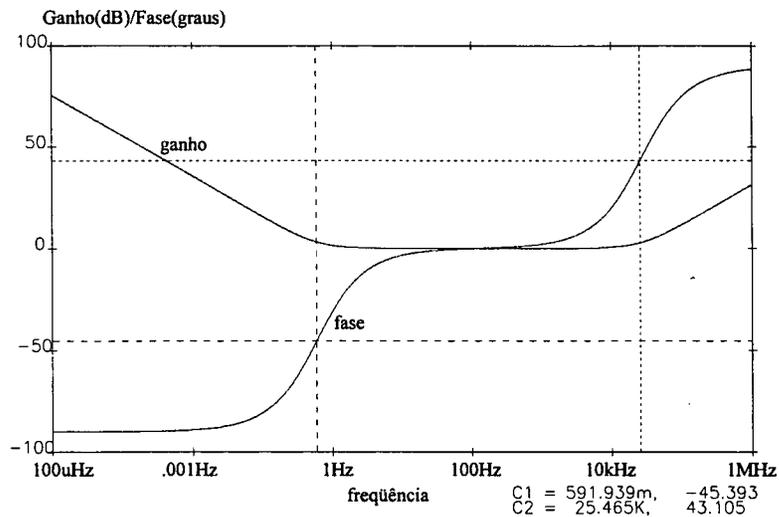


Fig.6.1 - Diagrama de Bode da equação da superfície de deslizamento.

6.2.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

O inversor foi modelado como uma fonte de tensão variável colocada entre os pontos "a" e "b", V_{ab} , a dois níveis (E, -E). A malha de controle e sua implementação esquematizada para a simulação estão mostrados na Fig.6.2. A saída do Amplificador Operacional D é grampeada na tensão de saturação do sinal compensado modulado, s_{satpwm} .

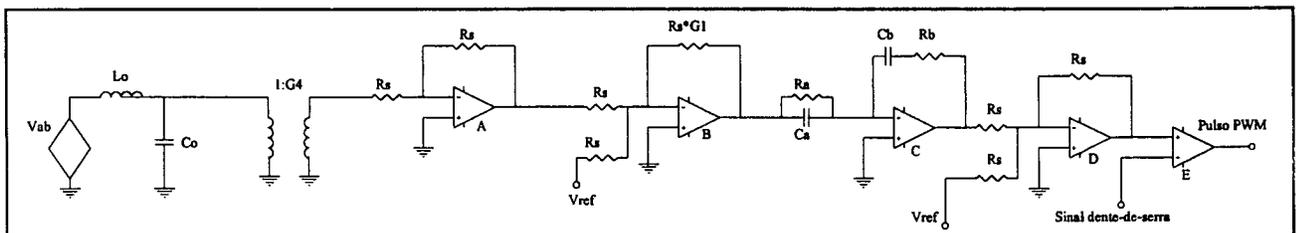


Fig.6.2 - Esquema do sistema modelado para a simulação.

Com as funções de transferência de impedâncias RC usualmente aplicadas para as impedâncias de entrada e realimentação nos Amplificadores Operacionais, obteve-se as seguintes relações para a implementação da superfície de deslizamento.

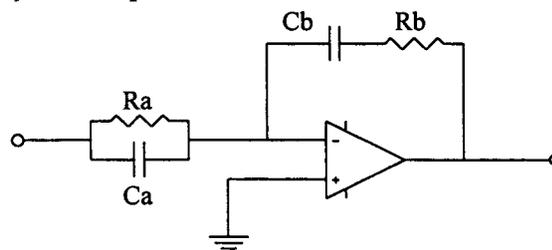


Fig.6.3 - Implementação da superfície de deslizamento com integrador.

$$K_{int} = R_a C_b \quad (6.28)$$

$$\omega_{1int} = \frac{1}{R_a C_a} \quad (6.29)$$

$$\omega_{2int} = \frac{1}{R_b C_b} \quad (6.30)$$

Com os valores já calculados dos parâmetros da superfície, tem-se:

$$R_a C_b = 3,77 \quad (6.31)$$

Seja

$$C_b = 390\text{nF} \quad (6.32)$$

Resulta:

$$R_a = 680\text{k}\Omega \quad (6.33)$$

$$C_a = 390\text{nF} \quad (6.34)$$

$$R_b \cong 15\Omega \quad (6.35)$$

Os demais valores para os Resistores R_s de ganho são:

$$R_s = 10\text{k}\Omega \quad (6.36)$$

Este modelo acima apresentado, será usado para todas as simulações, com exceção do projeto da superfície de deslizamento sem integrador.

6.2.2.1 - SIMULAÇÃO SEM CARGA (A VAZIO).

Na Fig. 6.4 são mostradas a tensão de saída e a corrente no indutor L_O . Observa-se que a maior variação da corrente no indutor, na frequência de comutação f_s , acontece na passagem da tensão de saída por zero. Com os valores usados no indutor de filtro L_O e capacitor de saída C_O , a corrente no indutor está adiantada em relação à tensão de saída. Do ponto de vista da eletrônica de potência, isto significa que a tensão de entrada do inversor E vê a saída do inversor com característica de fonte de tensão, algo não muito comum. Porém, esta situação só ocorre à vazio onde a corrente no inversor não é elevada. A corrente no indutor está em detalhe na Fig. 6.5. A

razão cíclica é de aproximadamente $D=0,5$. A variação da corrente no indutor calculada, ΔI_{Lmax} , é de 7,60A, sendo comprovada pela simulação (aproximadamente 7,66A). O menor valor de ΔI_L ocorre na passagem da tensão de saída pelo seu valor máximo. Na Fig.6.6 está, em detalhe, a variação mínima da corrente no indutor L_o . Observa-se que os resultados da simulação confirmam os resultados obtidos através do estudo analítico.

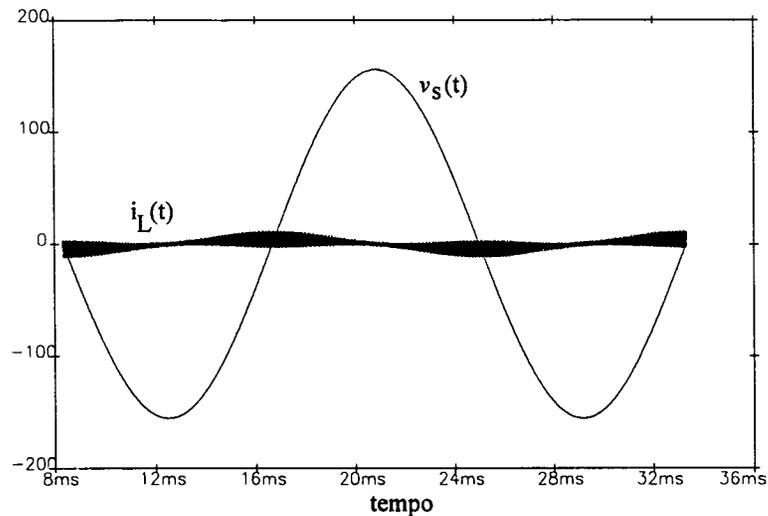


Fig.6.4 - Tensão de saída e corrente no indutor de filtro a vazio.

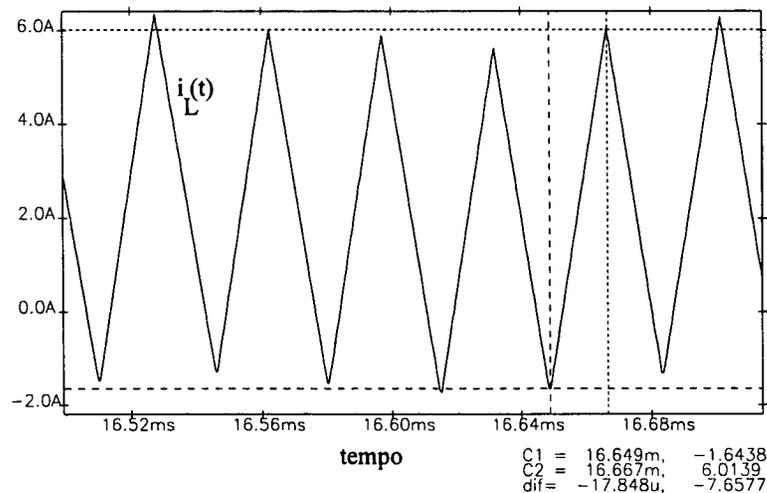


Fig.6.5 - Detalhe da corrente no indutor de filtro, ΔI_{Lmax} .

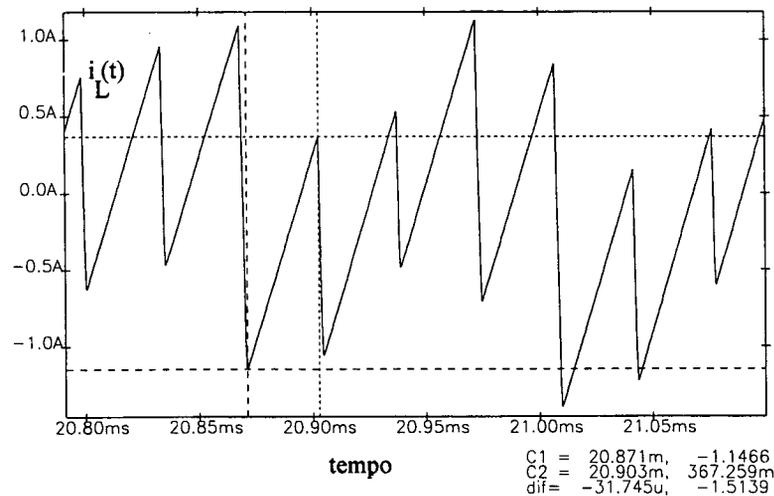


Fig.6.6 - Detalhe da corrente no indutor de filtro, ΔI_{Lmin} .

A tensão de referência ajustada para o valor de saída e a tensão de carga são mostradas na Fig.6.7. Consta-se que inexistente o erro estático. Como já foi dito anteriormente, a pior situação em regime para o controle acontece quando o inversor se encontra a vazio e na amplitude máxima da tensão de saída. Nota-se aí, que em alguns períodos de comutação, não ocorre o "deslizamento na superfície", pois em alguns períodos de comutação há a situação de que a tensão de saída não oscila em torno da tensão de referência, isto é, não chega a "cruzá-la". Entretanto, não há qualquer indício de instabilidade, pois o sistema logo volta à condição de deslizamento $s(t)=0$. Aumentado-se a tensão de entrada E , este insignificante desvio da trajetória de saída em relação à entrada de referência, deixa de existir. Estes fenômenos comprovam o que foi dito sobre:

- a) o ganho " $-K_{sign}(s)$ ";
- b) a situação crítica de estabilidade, a qual acontece na amplitude máxima da tensão de saída,
- c) e a inexistência do erro estático.

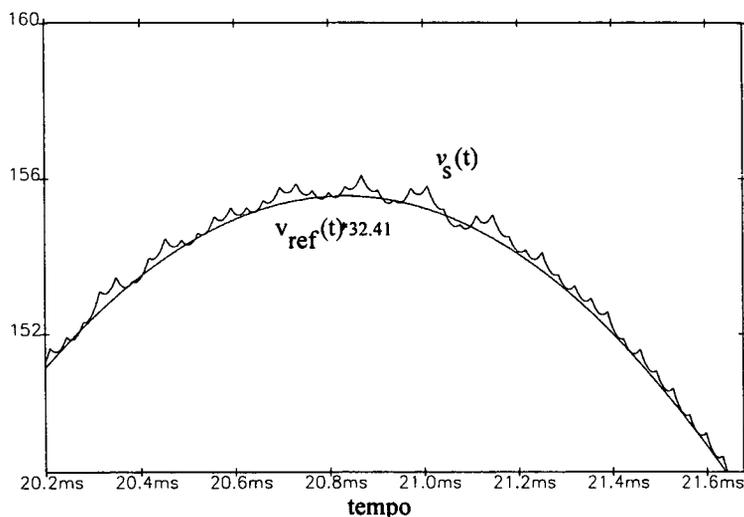


Fig.6.7 - Detalhe da tensão de saída na passagem por seu valor de pico

Na Fig.6.8 está mostrado, em detalhe, o sinal do erro $\epsilon(t)$ e o sinal $s(t)$. O sinal $s(t)$ está adiantado em relação ao erro $\epsilon(t)$, como já foi abordado nos capítulos 4 e 5. A frequência dos dois sinais é a mesma da comutação, f_s . Confirma-se que a amplitude do erro é menor que a amplitude do sinal $s(t)$ (Vide capítulo 4, $\eta < \phi$). A Fig.6.9 mostra o sinal de referência mais a compensação $s_{pwm}(t)$, o qual será comparado com o sinal dente-de-serra. Conforme o projeto, ele não chega à saturação nos pontos críticos, *ondulando de maneira comportada em torno do sinal de referência*.

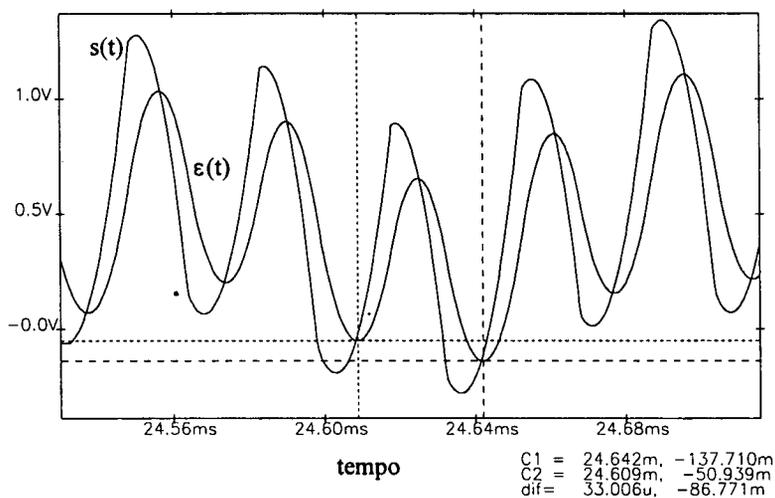


Fig.6.8 - Detalhe dos sinais de erro e da superfície de deslizamento.

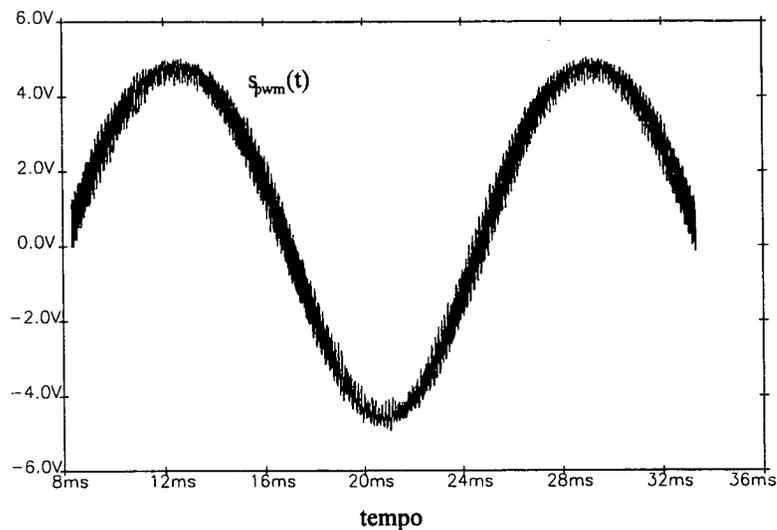


Fig. 6.9 - Sinal compensado somado à referência $s_{pwm}(t)$.

6.2.2.2 - CARGA RESISTIVA NOMINAL ($R_o=60,5\Omega$).

Na Fig.6.10 estão mostradas a tensão de carga, a corrente de carga multiplicada por um fator de 20, e a corrente no indutor de filtro. Observa-se que a variação da corrente no indutor continua sendo máxima na passagem da tensão de saída por zero. Isto deve-se ao fato de que a corrente eficaz $AC|_{f_s}$ (de filtragem) é maior que a corrente eficaz de saída I_{oef} .

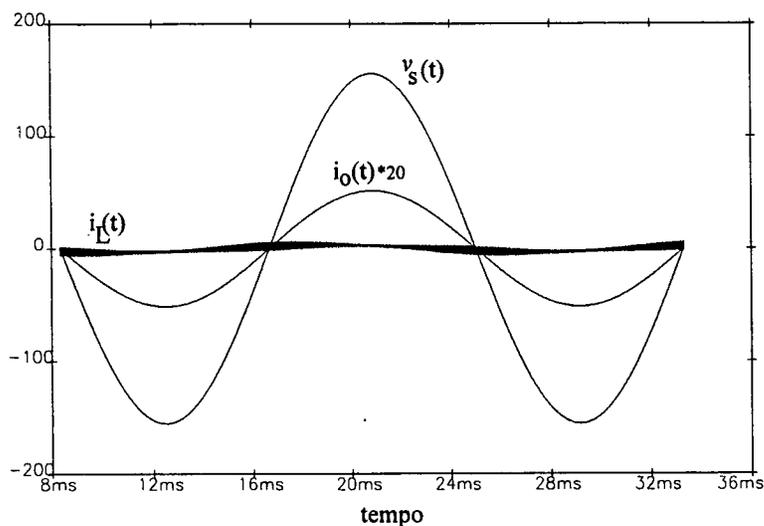


Fig. 6.10 - Resultados com carga resistiva nominal.

6.2.2.3 - SIMULAÇÃO COM CARGA INDUTIVA.

$$L_c = 16\text{mH}$$

$$R_o = 0,1\Omega$$

$$Z_{L_c} \Big|_{f_0} \cong 6\Omega$$

Na Fig.6.11, tem-se a tensão de saída do inversor na carga e a corrente de carga. O sistema se encontra ainda no transitório de partida. Mesmo assim, com correntes instantâneas elevadas e defasadas praticamente de 90 graus, a tensão de saída segue a tensão de referência.

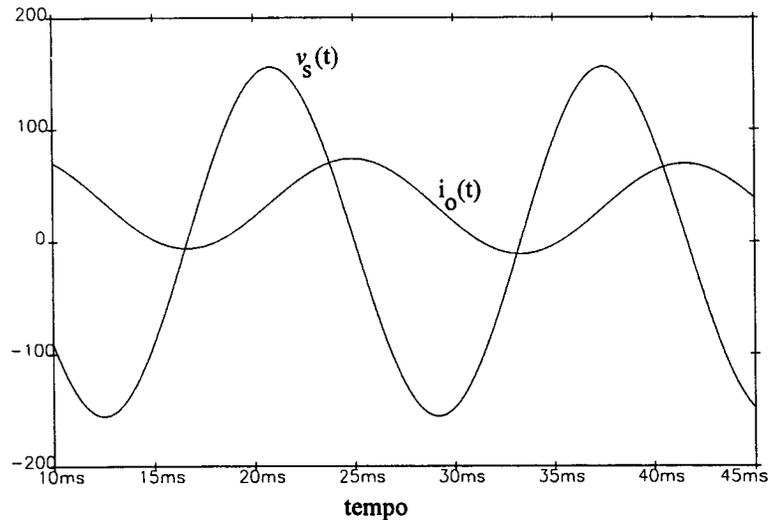


Fig.6.11 - Tensão de saída e corrente de carga para carga indutiva.

6.2.2.4 - SIMULAÇÃO COM CARGA NÃO-LINEAR.

Usou-se um retificador de onda completa na saída do inversor, com um capacitor C_c de filtro de "ripple" de 220 μ F. A resistência de carga é de 60 Ω , portanto 200W de potência de carga. Na Fig.6.12 são mostradas a tensão de saída e a corrente no indutor de filtro. Observa-se que a perturbação na tensão de saída é mínima, com THD (taxa de Distorção Harmônica) menor que 0,06%. Na Fig.6.13 tem-se a tensão no capacitor C_c após o retificador e sua corrente. A potência instantânea, no pico da corrente, é de cerca de 2,5kW. Da equação (3.33), a corrente máxima de pico no indutor, na presença da carga não-linear, é de aproximadamente 26A. A corrente de pico no indutor, para a mesma situação, é cerca de 24,5A no resultado de simulação numérica, confirmando a validade da equação aproximada (3.33).

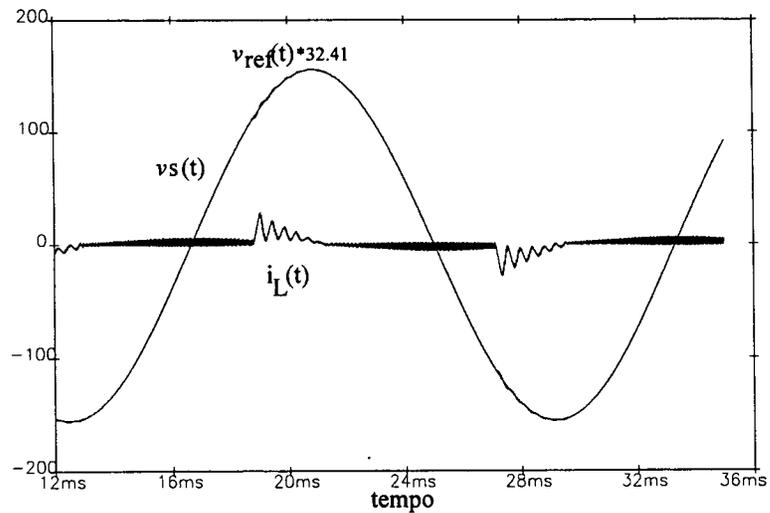


Fig.6.12 - Tensão de saída e corrente no indutor de filtro, carga não-linear.

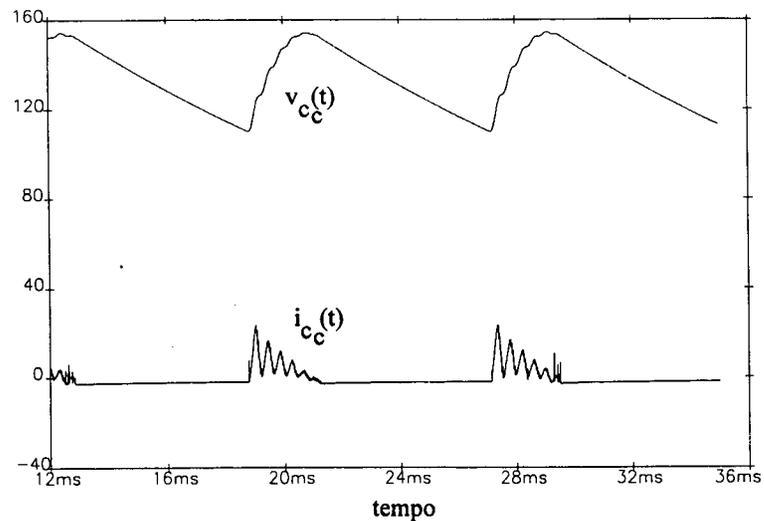


Fig.6.13 - Tensão no capacitor de carga e sua corrente.

Na Fig.6.14 estão mostrados os sinais modulado compensado, $s_{pwm}(t)$, e o erro, $\varepsilon(t)$. Na presença da carga não-linear, a saturação do sinal modulado compensado (em 5,1V) assegura a comutação fixa. Na perturbação, a frequência do erro é menor que a frequência de comutação, como era de se esperar. Com o passar do tempo, a frequência do erro vai se elevando até atingir a frequência de comutação. Ou seja, o sistema volta a deslizar na superfície até o ponto de equilíbrio dinâmico $Pe(0,0)$. Na Fig.6.15, em detalhe, está o erro e o sinal da superfície de deslizamento quando ocorre a entrada da carga. O sinal $s(t)$ sempre está adiantado em relação ao sinal do erro, mesmo na perturbação.

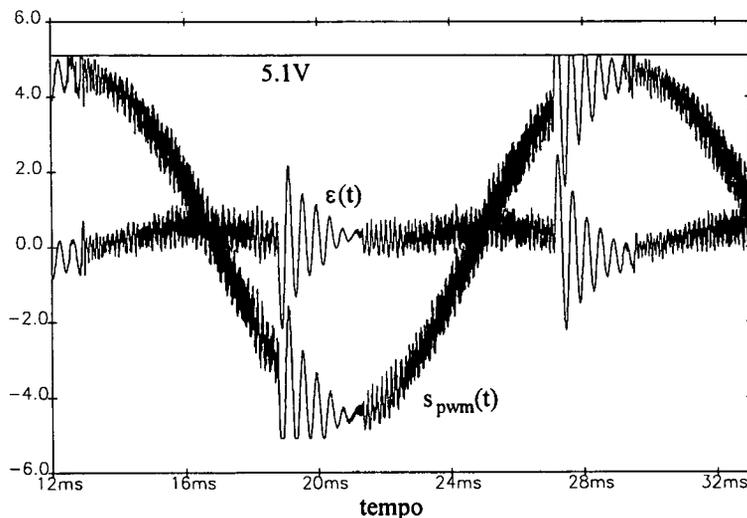


Fig.6.14 - Sinal de erro e sinal compensado modulado na carga não-linear.

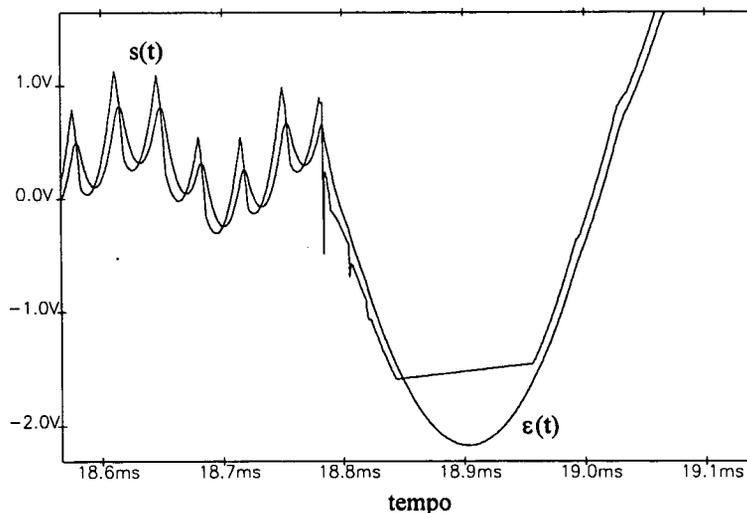


Fig.6.15 - Detalhe do sinal de erro e sinal compensado modulado.

6.2.2.5 - SIMULAÇÃO COM CARGA NÃO-LINEAR COM $P_0=1500W$.

A título de provar a robustez do controle SMC, sem alterar nenhum dos parâmetros de projeto, fez-se uma simulação para carga não-linear de 1500W. Usa-se o mesmo modelo de carga de 6.2.2.4, com $C_c=1500\mu F$ e $R_0=8,06\Omega$. A THD da tensão de saída é menor que 1,6%. Os resultados estão mostrados nas Fig.6.16 e Fig.6.17. O resultado do cálculo da corrente de pico no indutor para carga-não linear conforme a equação aproximada (3.33) é de aproximadamente 134A. O valor obtido na simulação é de 129A, um erro menor que 4%.

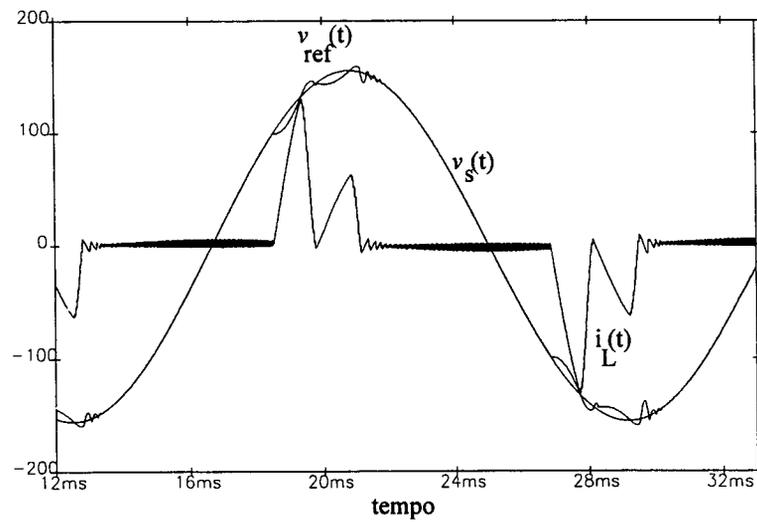


Fig.6.16 - Tensão de saída e corrente no indutor de filtro

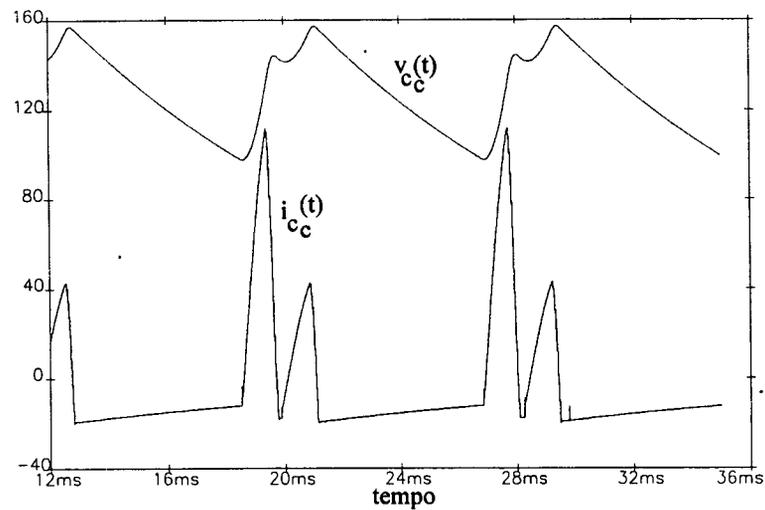


Fig.6.17 - Tensão no capacitor de carga e sua corrente.

6.3 - SEGUNDO PROJETO E SEUS RESULTADOS

6.3.1 - PROJETO.

Especificações:

$$f_s = 28.8\text{kHz}$$

$$P_o = 200\text{W}$$

$$V_{sef} = 110\text{V}$$

$$L_o = 400\mu\text{H}$$

$$\Delta E = 0$$

$$D_{\text{satmax}} = 0,85$$

1 - Escolha da amplitude da tensão de referência e tensão de saturação do sinal compensado somado à referência.

Seja

$$V_{\text{refp}} = 3,6\text{V} \quad (6.37)$$

$$(V_{\text{satpwm}} - V_{\text{refp}}) = 0,3\text{V} \quad (6.38)$$

$$V_{\text{satpwm}} = 3,9\text{V} \quad (6.39)$$

Então, a tensão de pico do sinal dente-de-serra será:

$$D_{\text{satmax}} = 1 - \left(\frac{V_{\text{dp}} - V_{\text{satpwm}}}{2V_{\text{dp}}} \right) \quad (6.40)$$

$$V_{\text{dp}} = \frac{V_{\text{satpwm}}}{2D_{\text{satmax}} - 1} = \frac{3,9}{2 \cdot 0,85 - 1} \cong 5,57\text{V} \quad (6.41)$$

2 - Determinação do ganho G_2 .

$$G_2 = D_{r\text{max}} = 1 - \frac{V_{\text{dp}} - V_{\text{refp}}}{2V_{\text{dp}}} \cong 0,82 \quad (6.42)$$

3 - Determinação da tensão de alimentação E .

Do projeto anterior, $E_{1\text{min}} = 160\text{V}$

$$E_{2\text{min}} > \frac{E_{1\text{min}}}{(2D_{r\text{max}} - 1)} = \frac{160}{2 \cdot 0,82 - 1} \cong 250\text{V} \quad (6.43)$$

Acrescentando 10V para garantir a robustez do controle,

$$E = 260\text{V} \quad (6.44)$$

4 - Índice de modulação máxima.

$$M_{\text{max}} = \frac{156}{260} = 0,6 \quad (6.45)$$

5 - Cálculo de G_1 .

$$G_3 = \frac{E}{V_{sp}} = \frac{260}{156} \cong 1,67 \quad (6.46)$$

$$G_4 = \frac{V_{refp}}{V_{sp}} = \frac{3,6}{110\sqrt{2}} \cong 23,15 \cdot 10^{-3} \quad (6.47)$$

$$G_1 = \frac{1}{G_2 G_3 G_4} \cong 31,56 \quad (6.48)$$

6 - Escolha do capacitor de filtro.

$$\Delta I_{Lmin} = \frac{260^2 - 156^2}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 28,8 \cdot 10^3 \cdot 260} \cong 7,2A \quad (6.49)$$

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{260}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 28,8 \cdot 10^3} \cong 11,3A \quad (6.50)$$

$$C_o \geq \frac{7,2}{2 \cdot 28,8 \cdot 10^3 \cdot 0,6} = 208\mu F \quad (6.51)$$

$$C_o = 210\mu F \quad (6.52)$$

Observação: Estas escolhas, $L_o=400\mu H$ e $C_o=210\mu F$, têm em vista a comprovação do método de projeto. Para um projeto real, estes valores seriam uma má escolha, em princípio. Pois, diminuiria-se o indutor, mas o tamanho do capacitor começaria a se tornar significativo. A menos que se queira garantir excelente qualidade da tensão de saída. A grosso modo, L_o e C_o estão relacionados pela frequência de corte do filtro. Se $L_o=3,5mH$, $C_o=22\mu F$. Para esta potência, valor de tensão de saída, frequência de comutação, tensão E , e um indutor de $5mH$ ($C_o=15\mu F$), a tensão de saída do inversor, para uma carga não-linear(200W), tem uma TDH inferior a 1,4%.

6.3.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

Na Fig.6.18, tem-se a tensão de saída e a corrente no indutor para o inversor a vazio. Na Fig.6.19 são mostradas a tensão de saída do inversor e a corrente no indutor L_O . A carga é não-linear de 200W. A corrente de pico no indutor calculada conforme a equação (3.33) é aproximadamente 34A. Como resultado de simulação, a corrente de pico no indutor é cerca de 33A.

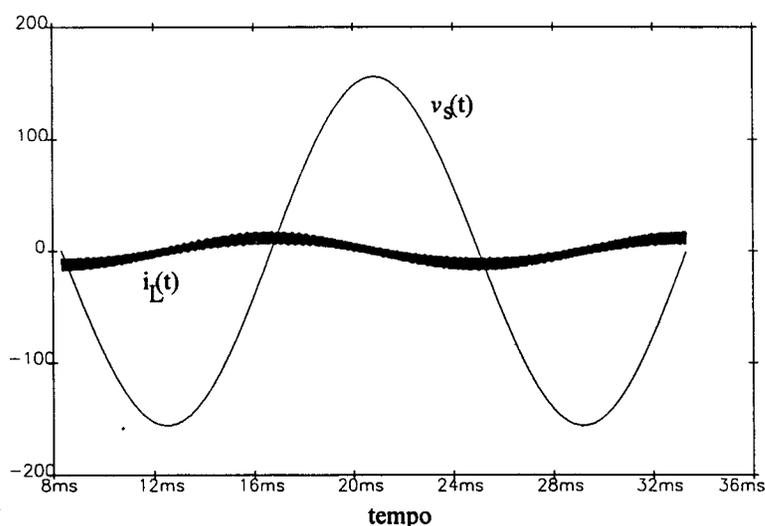


Fig. 6.18 - Tensão de saída e corrente no indutor de filtro, a vazio.

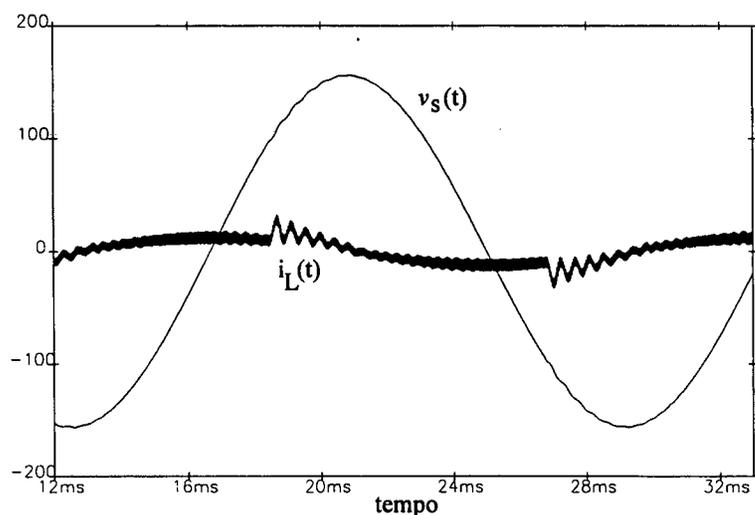


Fig. 6.19 - Tensão de saída e corrente no indutor de filtro para carga não-linear.

6.4 TERCEIRO PROJETO E SEUS RESULTADOS.

6.4.1 - PROJETO.

Especificações:

$$P_o = 200W$$

$$V_{sp} = 60V$$

$$L_o = 1.1mH$$

$$C_o = 40\mu F$$

$$f_s = 28,8kHz$$

$$V_{refp} = 3,6V$$

$$V_{dp} = 5,5V$$

$$V_{satpwm} = 3,9$$

1 - Corrente de carga nominal e de pico.

$$I_{on} = \frac{200}{60} \sqrt{2} \cong 4,7A \quad (6.53)$$

$$R_{on} = \frac{60}{200\sqrt{2}} = 9\Omega \quad (6.54)$$

$$I_{op} = \frac{60}{9} \cong 6,7A \quad (6.55)$$

2 - Queda de tensão estimada no indutor e nos interruptores (tipo Mosfet).

$$R_{D(on)} \Big|_{T_c=100^\circ} \approx 0,5\Omega \quad (APT5025) \quad (6.56)$$

$$\Delta I_{Lmin} \approx \frac{E_{estimado}^2 - V_{sp}^2}{2L_o E_{estimado} f_s} = \frac{100^2 - 60^2}{2 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} \cdot 28,8 \cdot 10^3 \cdot 100} \cong 1A \quad (6.57)$$

$$\Delta I_{Lmax} \approx \frac{E_{estimado}}{2L_o f_s} = \frac{100}{2 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} \cdot 28,8 \cdot 10^3} \cong 1,6 \quad (6.58)$$

$$\Delta I_{L_{\text{medio}}} \approx \frac{1+1,6}{2} = 1,3\text{A} \quad (6.59)$$

$$\Delta V_{L_p} \approx 2\pi L_o \left(I_{o_p} + \frac{\Delta I_{L_{\text{medio}}}}{2} \right) \cong 3,3\text{V} \quad (6.60)$$

$$\Delta E_q \approx 2R_{D_{(\text{on})}} \left(I_{o_p} + \frac{\Delta I_{L_{\text{medio}}}}{2} \right) \cong 7,4\text{V} \quad (6.61)$$

3 - *Ganho G_3 .*

$$G_2 = D_{r_{\text{max}}} \cong 0,82 \quad (6.62)$$

4 - *Determinação da tensão de alimentação.*

$$\Delta V_{s_{\text{max}}} = 0,6\text{V} \quad (6.63)$$

$$E_{1_{\text{min}}} > 60 + 7,4 + 3,3 + 0,6 \cong 71\text{V} \quad (6.64)$$

$$E_{2_{\text{min}}} > \frac{71}{2 \cdot 0,82 - 1} \cong 110\text{V} \quad (6.65)$$

$$E = 110\text{V} \quad (6.66)$$

5 - *Ganho G_3 .*

$$G_3 = \frac{110}{60} \cong 1,83 \quad (6.67)$$

6 - *Ganho G_4 .*

$$G_4 = \frac{3,6}{60} = 0,06 \quad (6.68)$$

7 - *Ganho de ajuste G_1 .*

$$G_1 = \frac{1}{G_2 G_3 G_4} \cong 11 \quad (6.69)$$

8 - *Averiguação sobre o capacitor $C_o = 40\mu\text{F}$.*

$$C_o \geq \frac{1}{2 \cdot 28,8 \cdot 10^3 \cdot 0,6} \cong 29 \mu\text{F} \quad (6.70)$$

6.4.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.

Na Fig.6.20 é mostrada a tensão de saída do inversor e corrente no indutor a vazio. Na Fig.6.21 o inversor está com carga resistiva nominal. São mostradas a tensão de saída e a corrente no indutor de filtro. Na Fig.6.22, são mostradas as tensões de saída e de referência, multiplicada por um fator de 16,67. A corrente no indutor de filtro indica a operação com carga não-linear. A carga não-linear é um retificador de onda completa, com capacitor de carga de 220 μF e resistor de 9 Ω , isto é $P_o=200\text{W}$. A THD para a carga não-linear é menor que 0,5%.

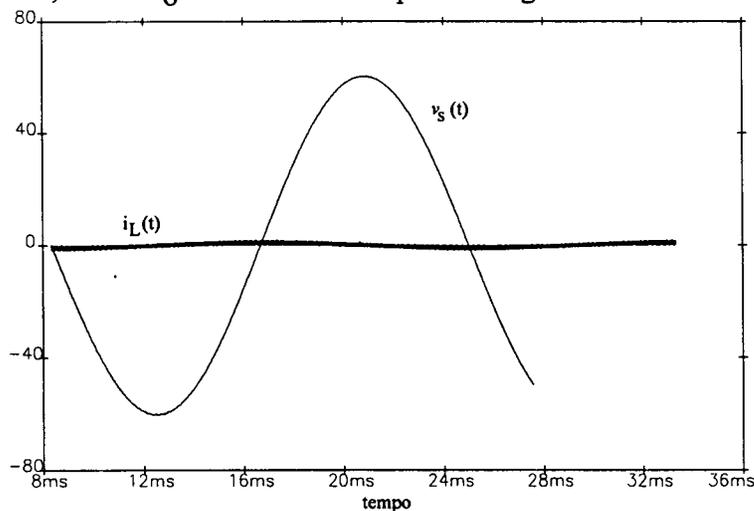


Fig.6.20 - Inversor a vazio. corrente no indutor de filtro e tensão de saída.

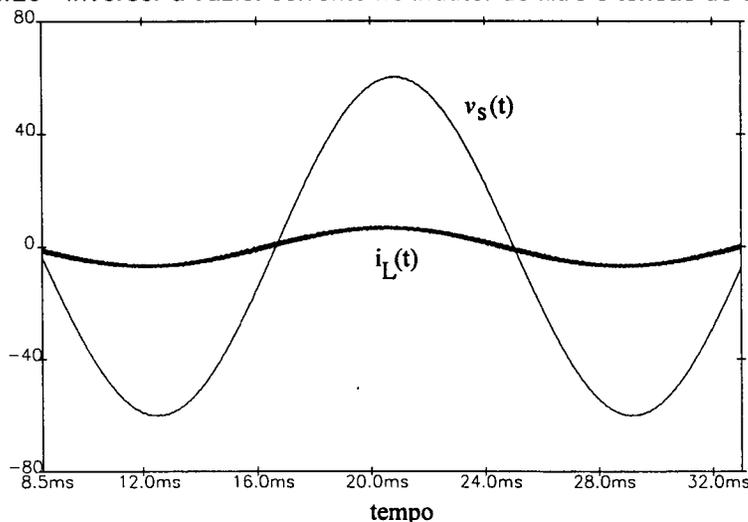


Fig.6.21 - Inversor com carga resistiva, potência nominal.

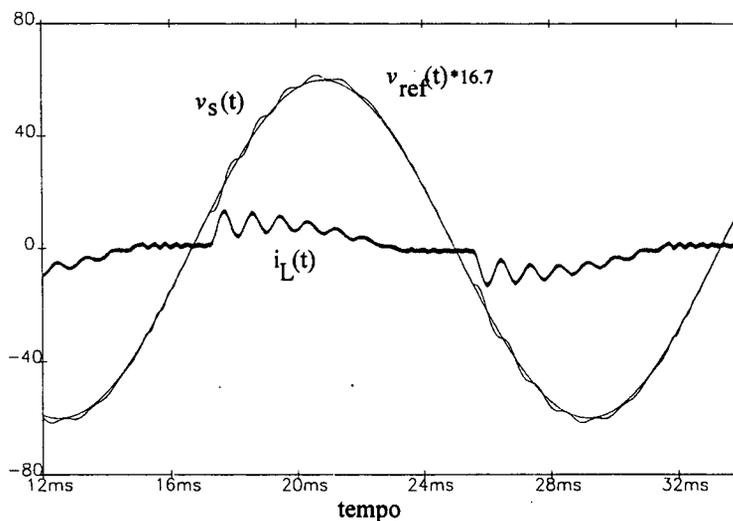


Fig. 6.22 - Inversor com carga não-linear, 200W.

6.5 - PROJETO E SIMULAÇÃO DA IMPLEMENTAÇÃO DA SUPERFÍCIE DE DESLIZAMENTO SEM INTEGRADOR.

A seguinte implementação da superfície de deslizamento sem o integrador, usando as impedâncias na forma de rede RC, foi realizada. Os parâmetros da superfície já foram determinados acima.

$$\frac{R_{c1}}{R_{c2}} = 1 \quad (6.71)$$

$$R_{c1} = R_{c2} \quad (6.72)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_{c1}C_{cz}} \quad (6.73)$$

Escolhendo um valor inicial razoável para C_{cz} , vem

$$C_{cz} = 1,5\text{nF} \quad (6.74)$$

$$R_{c2} = R_{c1} = \frac{1}{1,5 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 27 \cdot 10^3} \cong 3,9\text{K}\Omega \quad (6.75)$$

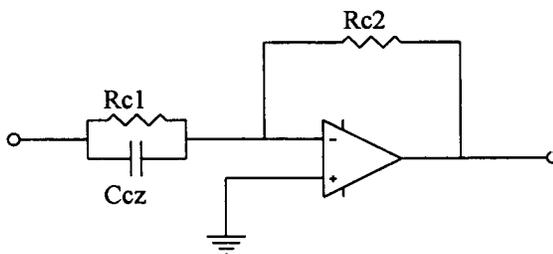


Fig.6.23 - Implementação da superfície de deslizamento sem integrador.

O Diagrama de Bode da superfície acima projetada é apresentado na Fig.6.24.

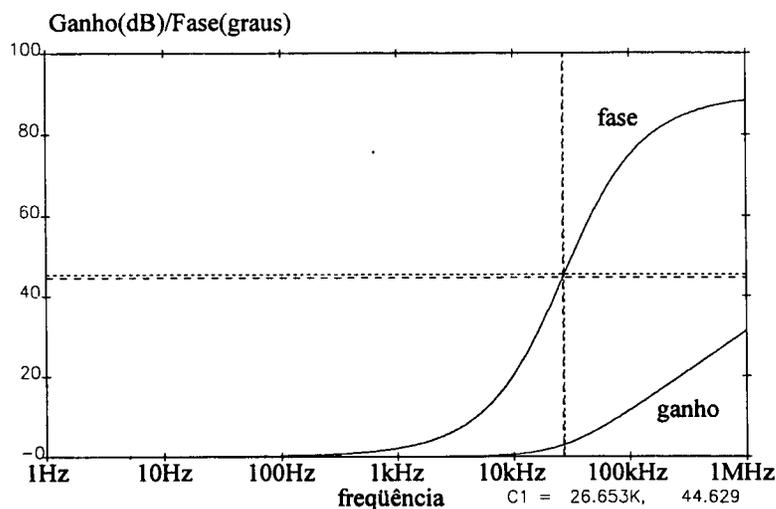


Fig.6.24 - Diagrama de Bode da superfície de deslizamento sem integrador.

Já foi levantada a questão nos capítulos anteriores sobre a necessidade ou não do integrador para anular o erro estático. Pela metodologia de projeto, devido ao ganho em malha direta ser unitário, não se pode inferir pelo resultado de simulação, mostrado a seguir, que o integrador é dispensável. Entretanto, pela estratégia da malha de controle usada nesta implementação do SMC, sua lógica leva à conclusão da não necessidade do uso do integrador. Pois a tendência do sinal $s(t)$ é sempre atingir o valor nulo, e não porta o sinal de referência junto com ele mesmo. Ele apenas corrige a trajetória do erro e sua derivada, mantendo a saída seguindo a referência ($v_s(t) = v_{ref}(t)$). Assim, pela teoria do SMC, leva-se à conclusão da não necessidade do integrador. Convém lembrar que vários artigos publicados, sobre o SMC, usam o integrador. Isto deve-se, talvez, à necessidade inerente da malha de controle escolhida por eles na implementação da teoria do SMC.

O resultado de simulação mostrado aqui vem do mesmo primeiro projeto realizado com a superfície de deslizamento com integrador. Escolheu-se uma simulação do inversor a vazio, pois não há amortecimento no filtro de saída do inversor provocado pela carga. Tem-se um oscilador puro. O amortecimento do sistema é dado pelo controle. Ademais, é a pior situação do ponto de vista de estabilidade. Consta-se que no resultado apresentado não há erro estático.

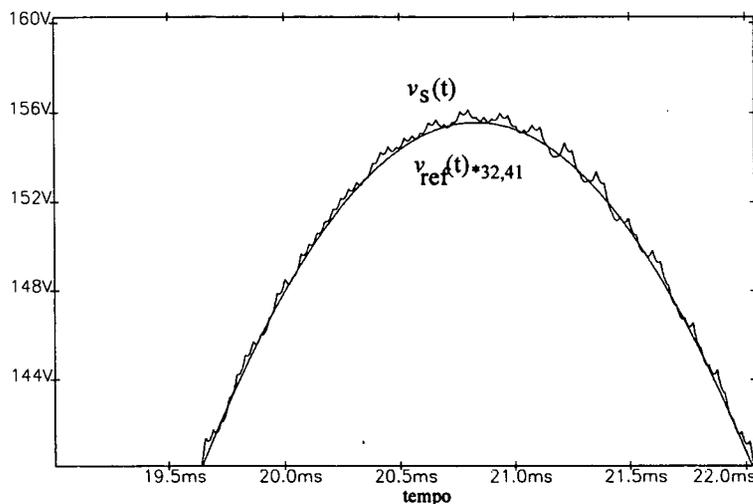


Fig. 6.25 - Detalhe da tensão de saída e da tensão de referência com SMC sem integrador.

6.6 - CONCLUSÃO.

Os resultados de simulação validam a aplicação do princípio do SMC, em frequência fixa, pela estratégia e metodologia desenvolvidas. A malha fechada de controle, usando uma superfície sem integrador, possui o mesmo desempenho quando com integrador. Realmente, o SMC nesta estratégia de controle, tende a anular o erro e conseqüentemente, fazendo a função do integrador centrado na origem no plano da frequência complexa σ .

O SMC com frequência fixa, quando bem projetado para deslizar na superfície (lei de comutação) em regime, é imune às incertezas não modeladas. A estabilidade do sistema controlado independe da carga, logicamente dentro de certas condições físicas possíveis. Confirmou-se que, em regime, o controle impõe as ordens sobre os atuadores. Na presença de grandes perturbações, quando a planta perde sua capacidade de responder, assim mesmo as ordens de comando são previamente estabelecidas. Sempre que isto acontece, quando a planta não responde prontamente, o sinal de comando fica saturado, até a volta do sistema ao regime.

Confirmou-se que o sinal da superfície deslizante está adiantado em relação ao erro, e sempre com amplitudes maiores (exceção quando há saturação, pois a evolução do sinal $s(t)$ é truncada).

A metodologia de projeto, mesmo carecendo de algumas melhorias de ordem matemática, mostrou-se uma ferramenta eficaz para o projeto do SMC-PWM. Um estudo com maior profundidade poderá relacionar mais ordenadamente os parâmetros entre o inversor e o controle. Aliás, o SMC se adapta bem com a eletrônica de potência, chegando até a se confundir com ela. Pois a comutação de interruptores resume-se na atuação do princípio do SMC, e conduzir variáveis de forma descontínua é possibilitar a existência do SMC.

CAPÍTULO 7

IMPLEMENTAÇÃO DO INVERSOR DE TENSÃO.

7.1 - INTRODUÇÃO.

Os resultados obtidos na simulação já comprovam a validade do que foi desenvolvido anteriormente. A realização da implementação do inversor de tensão, conforme a metodologia de projeto, torna-se, portanto, uma etapa conseqüente. Na realidade, a planta (inversor de tensão) possui dinâmicas não modeladas, não presentes em uma simulação. Elas poderiam comprometer todo um estudo e projeto teórico. Assim, necessita-se de uma implementação do que foi visto anteriormente. Além disso, a implementação prática contribui ajudando na introdução de novos parâmetros na metodologia de projeto. Pelas qualidades do SMC, as dinâmicas não modeladas deveriam ser irrelevantes. E realmente o são, desde que o projeto do SMC e sua estratégia de controle atendam os princípios fundamentais. Porém, na prática, a implementação da lei de controle possui imperfeições. Por exemplo, uma das mais significativas imperfeições encontradas é o ruído. Embora os controles sejam geralmente sensíveis a ruídos, principalmente na área da eletrônica de potência, no SMC eles são mais presentes. Isto deve-se à característica derivativa ideal do SMC. Assim, uma validação em um protótipo, do projeto do SMC no inversor de tensão, é imprescindível.

7.2 - DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.

7.2.1 - DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR E DO INDUTOR DE FILTRO L_o .

As seguintes especificações foram determinadas para o inversor e carga:

$$P_o = 200W$$

$$V_{sef} = 110V$$

$$f_s = 30kHz$$

Uma primeira estimativa para a tensão de alimentação DC (E), com um índice máximo de modulação estimado de 0,7, pode ser:

$$E \approx \frac{V_{\text{sef}} \sqrt{2}}{0,7} \cong 220\text{V} \quad (7.1)$$

Na estrutura de potência escolhida para o inversor, ponte completa, a tensão sobre o interruptor é E. Assim,

$$V_{\text{DS}}|_{\text{especificado}} > E \quad (7.2)$$

Escolheu-se o transistor de potência (Mosfet) o APT5025. Seus dados de catálogo, para a temperatura de cápsula $T_c=25^\circ\text{C}$, são:

$$\begin{aligned} V_{\text{DSmax}} &= 500\text{V} \\ I_{\text{Dmax}} &= 23\text{A} \\ I_{\text{DM}} &= 92\text{A} \quad (\text{pulsada}) \\ R_{\text{D(on)}} &= 0,25\Omega \end{aligned}$$

Com o aumento da temperatura de cápsula, $T_c = 100^\circ\text{C}$, tem-se

$$\begin{aligned} R_{\text{D(on)}} &\approx 0,5\Omega \\ I_{\text{D}} &= 14\text{A} \end{aligned}$$

A determinação da corrente de pico máxima $I_{\text{DM}T_c=100^\circ}$ é complexa. Pois o projetista deve ter em vista a carga não-linear. O comportamento da corrente na carga não-linear é de difícil determinação. Os dados de catálogo de fabricante, fornecem apenas a impedância térmica do componente em função de um pulso retangular, sendo por sua vez, função da potência dissipada e de um fator de razão cíclica deste pulso retangular.

$$T_j = P_{\text{DM}} Z_{\theta_{jc}} + T_c \quad (7.3)$$

Onde P_{DM} é a potência máxima dissipada pulsada.

A cada período da tensão de saída, supondo que o interruptor conduza durante um tempo Δt_c , tem-se a seguinte razão cíclica de condução generalizada:

$$D_c = \frac{\Delta t_c}{T_d} \quad (7.4)$$

De [26] vem,

$$\Delta t_c = \frac{\cos^{-1} \left[\frac{V_{cmin}}{V_{cp}} \right]}{2\pi f_o} \quad (7.5)$$

$$D_c = \frac{\cos^{-1} \left[\frac{V_{cmin}}{V_{cp}} \right]}{2\pi} \quad (7.6)$$

Seja:

$$V_{cmin} \approx 110V \quad (7.7)$$

$$V_{cp} = 156V \quad (7.8)$$

$$T_j = 150^\circ C \quad (7.9)$$

Resulta,

$$D_c \cong 0,125 \quad (7.10)$$

$$\Delta t_c \cong 2mseg \quad (7.11)$$

Do catálogo do APT5025, ($T_j = P_{DM} \cdot Z_{\theta jc} + T_c$)

$$Z_{\theta jc} \cong 0,15^\circ C / W \quad (7.12)$$

Então,

$$150 = P_{DM} \cdot 0,15 + 100 \quad (7.13)$$

$$P_{DM} \cong 330W \quad (7.14)$$

$$P_{DM} \geq R_{D(on)} I_{Dp}^2 \quad (7.15)$$

A corrente de pico aproximada máxima tolerável pelo APT5025 é:

$$I_{Dp} \cong \sqrt{\frac{330}{0,5}} \cong 25A \quad (7.16)$$

Assim, pode-se determinar o valor do indutor de filtro para limitar a corrente nos interruptores.

$$L_o \geq \frac{E\Delta t_c}{(4I_{Dp}\Delta t_c - 16C_c\Delta V)f_s} \quad (7.17)$$

Para a potência nominal, e capacitor de filtro de $C_c=200\mu\text{F}$.

$$\Delta V = V_{c_{cp}} - V_{c_{c\max}} = 46\text{V} \quad (7.18)$$

$$L \geq 300\mu\text{H} \quad (7.19)$$

Tendo em vista as várias simplificações, escolheu-se para a simulação realizada no capítulo anterior, um indutor de $400\mu\text{H}$. Os resultados obtidos comprovam os cálculos aqui realizados. I_{op} e I_{Lp} estão na ordem de 25A (Fig.6.12 e Fig.6.13). Para a parte prática, escolheu-se um indutor de $1,1\text{mH}$. Pois, tendo em vista os problemas que poderiam advir no uso de um indutor de $400\mu\text{H}$, e para não se trabalhar no limite do semiconductor, resolveu-se elevar o valor do indutor.

Com $L_o=1,1\text{mH}$,

$$I_{sp} = \frac{16C_c\Delta V L_o f_s + E\Delta t_c}{4L_o f_s \Delta t_c} \cong 19\text{A} \quad (7.20)$$

7.2.2 - ESCOLHA DA TENSÃO DE REFERÊNCIA E TENSÃO DE SATURAÇÃO DO SINAL COMPENSADO.

Os passos para a determinação dos parâmetros do controle, C_o e E são os realizados no segundo projeto no capítulo 6. Então,

$$D_{sat\max} = 0,85 \quad (7.21)$$

$$V_{refp} = 3,6\text{V} \quad (7.22)$$

$$V_{satpwm} = 3,9\text{V} \quad (7.23)$$

$$\Delta V_{s\max\text{contr}} = 0,6 \quad (7.24)$$

7.2.3 - TENSÃO DE PICO DO SINAL DENTE-DE-SERRA.

$$V_{Dp} = \frac{V_{satpwm}}{2D_{satmax} - 1} \cong 5,5V \quad (7.25)$$

7.2.4 - DETERMINAÇÃO DO GANHO G_2 E DA TENSÃO CONTÍNUA DE ALIMENTAÇÃO E (CASO IDEAL PARA CARGA NÃO LINEAR).

$$G_2 = D_{rmax} \cong 0,82 \quad (7.26)$$

$$\Delta I_{Lmax\text{estimado}} = \frac{E_{\text{estimado}}}{2L_o f_s} = \frac{220}{2 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} \cdot 28,8 \cdot 10^3} \cong 3,5A \quad (7.27)$$

$$I_{op} \Big|_{\text{carganão-linear}} \cong 20A \quad (7.28)$$

$$\Delta E_q = 2R_{D(on)} \left(I_{op} + \frac{\Delta I_{Lmax}}{2} \right) \cong 20V \quad (7.29)$$

$$\Delta V_{Lp} \approx Z_{L_o} \left(I_{op} + \frac{\Delta I_{Lmax}}{2} \right) \cong 10V \quad (7.30)$$

$$E_{1min} > 156 + 10 + 20 = 186V \quad (7.31)$$

$$E_{2min} > \frac{E_{1min}}{2D_{rmax} - 1} \cong 295V \quad (7.32)$$

Então, idealmente para a carga não-linear,

$$E = 300V \quad (7.33)$$

Com este valor de E , deve-se voltar ao item 7.2.1, para certificar-se se o interruptor suporta a corrente de pico para a carga não-linear. ($I_{sp}=20A$).

7.2.5 - REDEFINIÇÃO DE E (PARA CARGA NOMINAL RESISTIVA).

Não é necessário uma tensão tão alta para o valor de E . Pois com $E=300V$, o dimensionamento foi para o pico da corrente de carga não-linear, ou seja, para um único ponto.

Basta dimensionar E para a potência nominal resistiva máxima. A única inconveniência disso é um aumento na TDH (Taxa de Distorção Harmônica), consequência da restrição de atuação do controle em termos de potência instantânea entregue à carga. Como os resultados de simulação sempre estiveram com uma THD baixa, tranquilamente pode-se dimensionar E para a carga resistiva nominal.

$$P_{o_{\max}} = 2P_o = V_{sp} I_{op} = 400W \quad (7.34)$$

$$I_{op} = 2,6A \quad (7.35)$$

$$\Delta E_q = 2 \cdot 0,5 \left(2,6 + 3 \frac{5}{2} \right) \cong 4V \quad (7.36)$$

$$\Delta V_{Lp} \cong 2V \quad (7.37)$$

$$E_{1\min} > 156 + 4 + 2 = 162V \quad (7.38)$$

$$E = E_{2\min} \cong \frac{162}{2 \cdot 0,82 - 1} = 250V \quad (7.39)$$

Se a razão cíclica máxima (de saturação) fosse maior, a tensão E seria menor. Isto é, com uma razão cíclica máxima maior de saturação, uma energia maior poderia ser entregue à carga dentro do intervalo de comutação, para um mesmo valor da tensão E.

7.2.7 - DETERMINAÇÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA.

$$\Delta I_{L\min} = \frac{250^2 - 156^2}{250 \cdot 2 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} \cdot 28,8 \cdot 10^3} \cong 2,4A \quad (7.40)$$

$$C_o > \frac{\Delta I_{L\min}}{2f_s \Delta V_{s\max\ contr}} \cong 70\mu F \quad (7.41)$$

Escolheu-se então,

$$C_o = 80\mu F \quad (\text{dois capacitores em paralelo de } 40\mu F) \quad (7.42)$$

7.3 PROJETO DO INDUTOR DE FILTRO.

O indutor deve ser projetado para a carga não-linear. Pois do contrário, projetando para a potência máxima resistiva, quando operando com carga não linear, ele poderá saturar. Caso isso aconteça, a corrente no interruptor ultrapassará a corrente máxima permitida. Determinando o indutor para a carga não-linear, ele estará superdimensionado para os outros tipos de carga comportada.

1 - Corrente eficaz e de pico.

$$I_{Lp} = S_p \cong 20A \quad (7.43)$$

De [26], vem:

$$I_{Lef} = 2i_{chg} \sqrt{\frac{\Delta t_c}{T_o}} = \frac{2C_c \Delta V}{t_c} \sqrt{\frac{\Delta t_c}{T_o}} \cong 3,2A \quad (7.44)$$

$$i_{L_o}|_{AC} \cong \frac{\Delta I_{Lmax}}{\sqrt{2}} \cong 2,8A \quad (7.45)$$

$$i_{Lef} \cong \sqrt{i_{Lef}^2 + i_{L_o}|_{AC}^2} = 4,3A \quad (7.46)$$

Seja um fator de enrolamento:

$$K_w = 0,6 \quad (7.47)$$

$$A_e A_w|_{\text{não-linear}} = \frac{L_o I_{Lp} I_{Lef} 10^4}{K_w B_{max} J_{max}} = 11,68cm^4 \quad (7.48)$$

O núcleo escolhido é o IP6 E-65/26, com $A_e=5,06cm^2$.

2 - Número de espiras.

$$N_L = \frac{L_o I_{Lp} 10^4}{B_{max} A_e} = \frac{1,1 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 5,06} \cong 140\text{espiras} \quad (7.49)$$

3 - Cálculo do entreferro.

$$l_g = \frac{N_l^2 u_o A_e 10^{-2}}{L_o} \cong \frac{140^2 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 5,06 \cdot 10^{-2}}{1,1 \cdot 10^{-3}} \cong 1\text{cm} \quad (7.50)$$

$$\frac{l_g}{2} = 0,5\text{cm} \quad (7.51)$$

4 - Bitola do fio e número de condutores.

$$S_1 = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} = \frac{4,3}{450} \cong 0,0095\text{cm}^2 \quad (7.52)$$

A profundidade de penetração é:

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \cong 0,044\text{cm} \quad (7.53)$$

$$\phi_{smax} = 2\delta \cong 0,088\text{cm} \quad (7.54)$$

Então o fio é AWG21, com $S_{21}=0,04106\text{cm}^2$.

O número de condutores é dado por:

$$N_{cond} = \frac{S_1}{S_{21}} = 2,3 \quad (7.55)$$

Assim, deverão ser usados 3 condutores trançados do fio AWG21.

7.4 - DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR.

A potência total dissipada pelo Mosfet é:

$$P_D = P_{Dcond} + P_{Dcomut} \quad (7.56)$$

O transistor no período T_o , possui uma razão cíclica média $D_{med}=0,5$. Pois metade do período conduz um par de transistores e a outra, o par complementar. Assim,

$$I_{sef} = \frac{I_{Lef}}{2} = \frac{4,3}{2} \cong 2,2\text{A} \quad (7.57)$$

$$P_{Dcond} = R_{D(on)} I_{sef}^2 \cong 2,5W \quad (7.58)$$

$$P_{Dcomut} = \frac{1}{2} I_{sef} E t_f f_s \cong 0,6W \quad (7.59)$$

$$P_D \cong 3,1W \quad (7.60)$$

O dissipador é dado por:

$$T_j - T_a = P_D (R_{\theta cs} + R_{\theta jc} + R_{\theta sa}) \quad (7.61)$$

$$T_j \approx T_c = 100^\circ C \quad (7.62)$$

Então, o dissipador deve ser:

$$R_{\theta sa} < 27^\circ C / W \quad (7.63)$$

7.5 - IMPLEMENTAÇÃO DA MALHA DE CONTROLE.

7.5.1 - CIRCUITO DE GERAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO f_s .

Na figura 7.1 está mostrado o circuito gerador da frequência f_s . Inicialmente obtém-se uma frequência estável a partir de um cristal, $f_{xtal}=1,8432MHz$. O circuito está proposto em [27]. A frequência fixa do cristal é o "clock" do contador CI4040, e no pino 6 do mesmo obtém-se a frequência de comutação f_s .

$$f_{xtal} \approx \frac{1}{R_1 C_1} \quad (7.64)$$

$$R_1 = 6k8\Omega \quad (7.65)$$

$$C_1 = 82pF \quad (7.66)$$

$$f_s = \frac{1,8432 \cdot 10^6}{2^6} = 28,8kHz \quad (7.67)$$

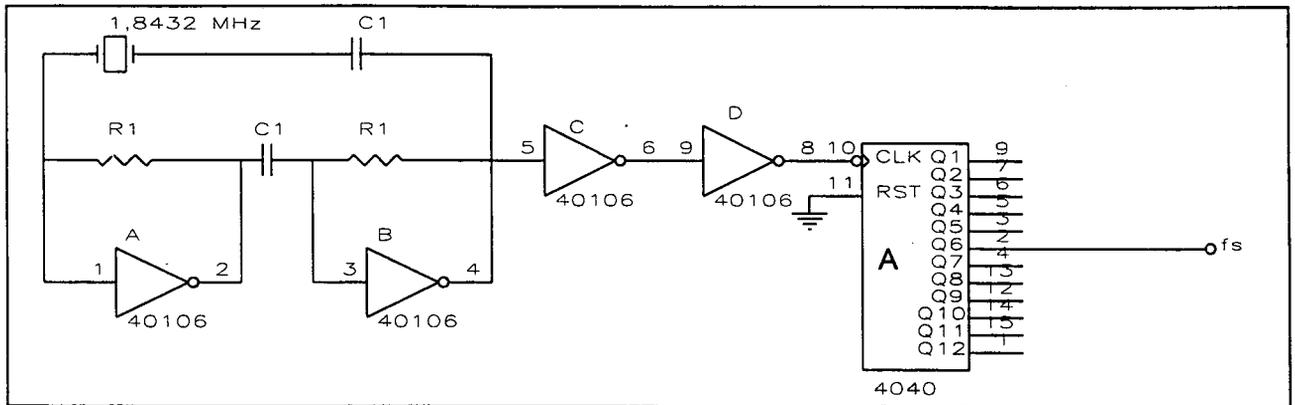


Fig7.1 - Circuito gerador da frequência de comutação.

7.5.2 - CIRCUITO DE GERAÇÃO DO SINAL DE REFERÊNCIA.

Na Fig.7.2 está mostrado o diagrama do circuito gerador da senóide de referência. Baseou-se em [31]. Uma senóide com 3840 pontos é gravada na EPROM 2732. Do contador A, CI4040, obtém-se a frequência de 230,4kHz. A seguinte relação dará a frequência da senóide memorizada na EPROM.:

$$f_0 = 60\text{Hz} = \frac{230400}{3840} \quad (7.68)$$

O contador B CI4040 (com "clock" de 300,4kHz) varre os endereços da EPROM. O circuito adicional com o CI4082 tem a função de resetar o contador B CI4040. Quando todos os pinos 1,15,14 e 12 do CI4040 B forem altos, ele é resetado pelo CI4082. O "latch" 74373 tem a função de não atualizar o sinal de saída durante o tempo de acesso da memória (troca de endereço). O conversor digital/analógico, possibilita em sua saída o sinal de referência com nível médio nulo. A amplitude da senóide é ajustada no potenciômetro Pt2. O nível DC é ajustado no potenciômetro Pt1

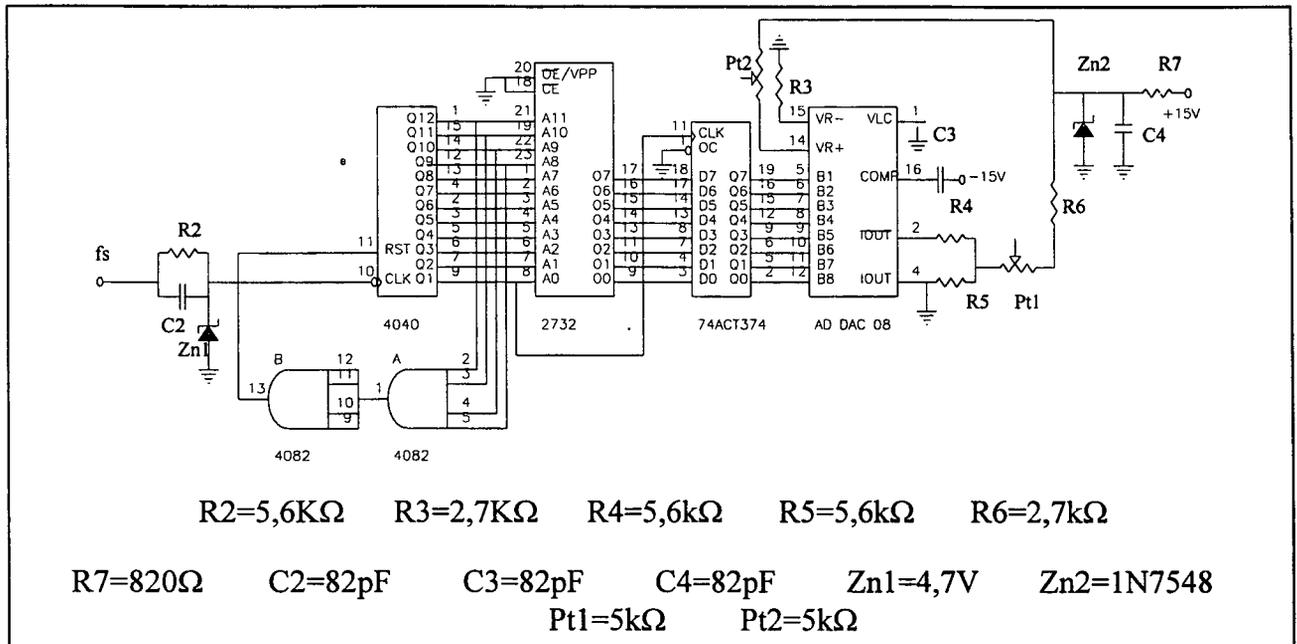


Fig.7.2 - Circuito gerador da senóide de referência.

7.5.3 - CIRCUITO DE GERAÇÃO DO SINAL DENTE-DE-SERRA.

Na Fig.7.3 está mostrado o diagrama do circuito gerador da onda dente-de-serra, baseando-se em [31]. O pulso retangular da frequência de comutação f_s ao passar pelo circuito formado pelo capacitor $C5$ e $R8$, é derivado, restando um pulso de curtíssima duração repetitivo na frequência de comutação. Este pulso comuta o transistor $Q1$, descarregando o capacitor $C8$. O transistor $Q2$, juntamente com o zener $Zn3$, formam uma fonte de corrente constante, a qual irá carregar o capacitor $C8$. Assim, gera-se o pulso dente-de-serra. O capacitor $C7$ tem a função de desacoplamento, isto é, de retirar o nível DC da onda dente-de-serra. O resistor $R13$, serve para referenciar o sinal ao terra. O pulso dente-de-serra passa por um seguidor de tensão, com "slew rate" elevado. O sinal dente-de-serra, desta forma implementado, pode atingir 6V de pico. O nível DC é da ordem de 100mV e o tempo de descida pico a pico é menor que 400ns.

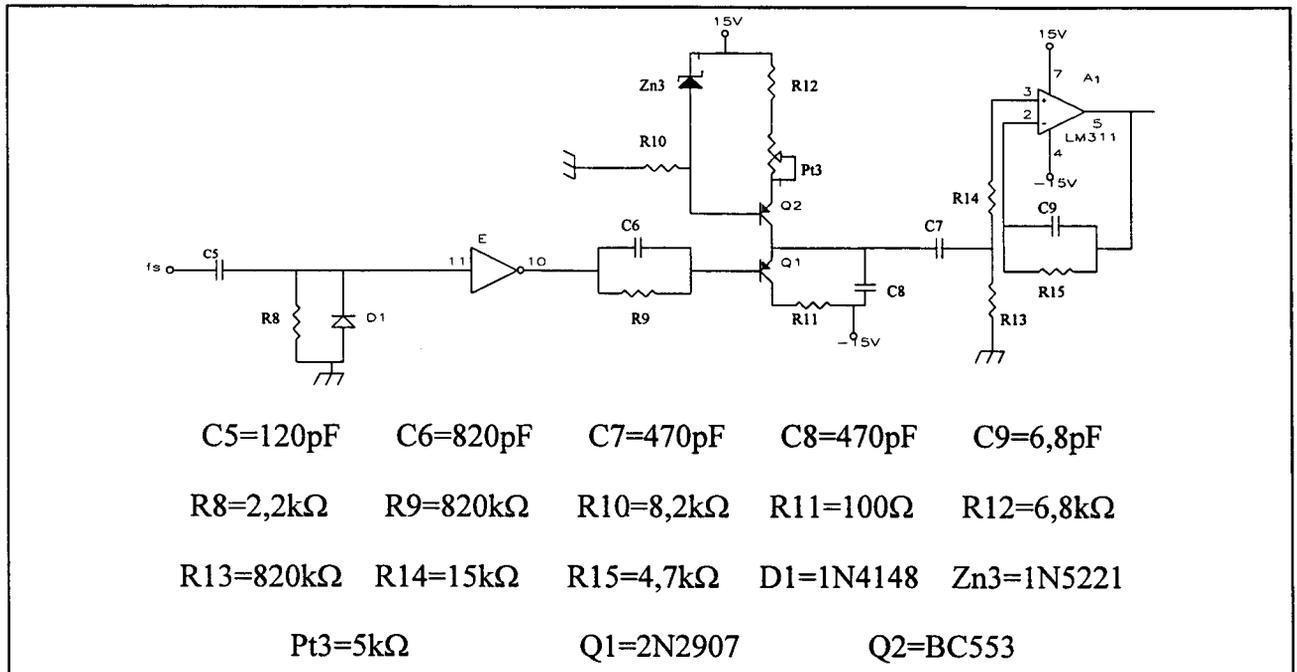


Fig.7.3 - Circuito de geração do sinal dente-de-serra.

7.5.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO SMC (LEI DE COMUTAÇÃO) CONFORME A ESTRATÉGIA DA MALHA PROPOSTA.

Na fig.7.4 está mostrado o diagrama do circuito analógico para implementação do SMC com frequência fixa. O amp-op "A" (Amplificador Operacional) tem em sua entrada o divisor resistivo da tensão de saída do inversor, na carga. Ele é um seguidor de tensão, cuja função é ter alta impedância em sua entrada, e baixa na saída. O divisor resistivo é calculado em função do ganho G_4 .

O amp-op "B" é um filtro passa baixa com frequência de corte dada por:

$$f_{\text{cfiltr}} = \frac{1}{2\pi R_{17} C_{10}} \cong 50\text{kHz} \quad (7.69)$$

Este filtro não chega a interferir na lei de controle da superfície de deslizamento, pois sua frequência de corte esta quase duas vezes acima da de comutação. O sinal de erro é obtido no amplificador operacional "C". O amplificador operacional "E" implementa a superfície de deslizamento. Na Fig. 7.4. está mostrado o circuito de implementação da superfície com integrador. Para a superfície de deslizamento sem integrador, as funções de transferência de

impedância RC do amplificador operacional "E" são trocadas pelas equivalentes mostradas na Fig. 6.23 com as respectivas relações (6.72) e (6.73). O amplificador operacional "F" soma a referência ao sinal $s(t)$ do amplificador operacional "D". A saída do somador amp-op "F" é grampeada na tensão V_{satpwm} (3,9V), assegurando então a frequência fixa, pois a tensão de pico do sinal dente-de-serra é de 5,5V. O CI LM311 compara o sinal dente-de-serra, gerando os pulsos PWM para o comando. O comparador LM311 possui uma pequena histerese ($V_h \approx 100\text{mV}$) a fim de garantir imunidade a ruídos na comparação.

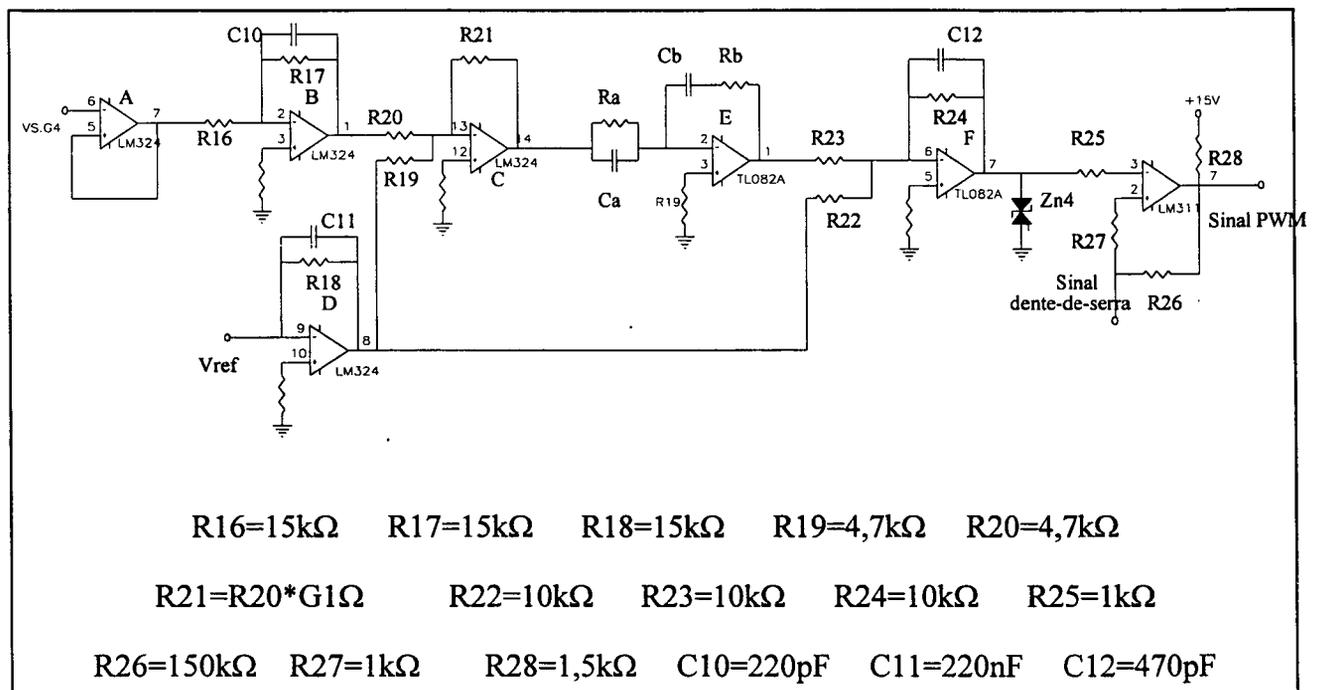


Fig.7.4 Circuito do SMC frequência fixa.

7.5.5 - CIRCUITO GERADOR DE TEMPO MORTO.

O circuito gerador de tempo morto está mostrado na Fig.7.5. O sinal PWM do comparador passa pelo monoestável 4525 gerando um pulso, o qual determina o tempo morto. A saída Q2 (pino 10) fornece um pulso toda vez que o sinal do comparador for subir; enquanto a saída Q1 (pino 6) é sensível à descida do pulso PWM. Os resistores R29 e R30, com os respectivos capacitores C13 e C14, definem o tempo morto. Quanto menor o valor do capacitor, mais rápida é a resposta do monoestável e conseqüentemente melhor o desempenho da lógica de geração de

tempo morto. As duas portas em série do CI4070 são para dar um atraso ao sinal PWM, compatível com o atraso do CI4525. A figura 7.6 ilustra a lógica de geração de tempo morto.

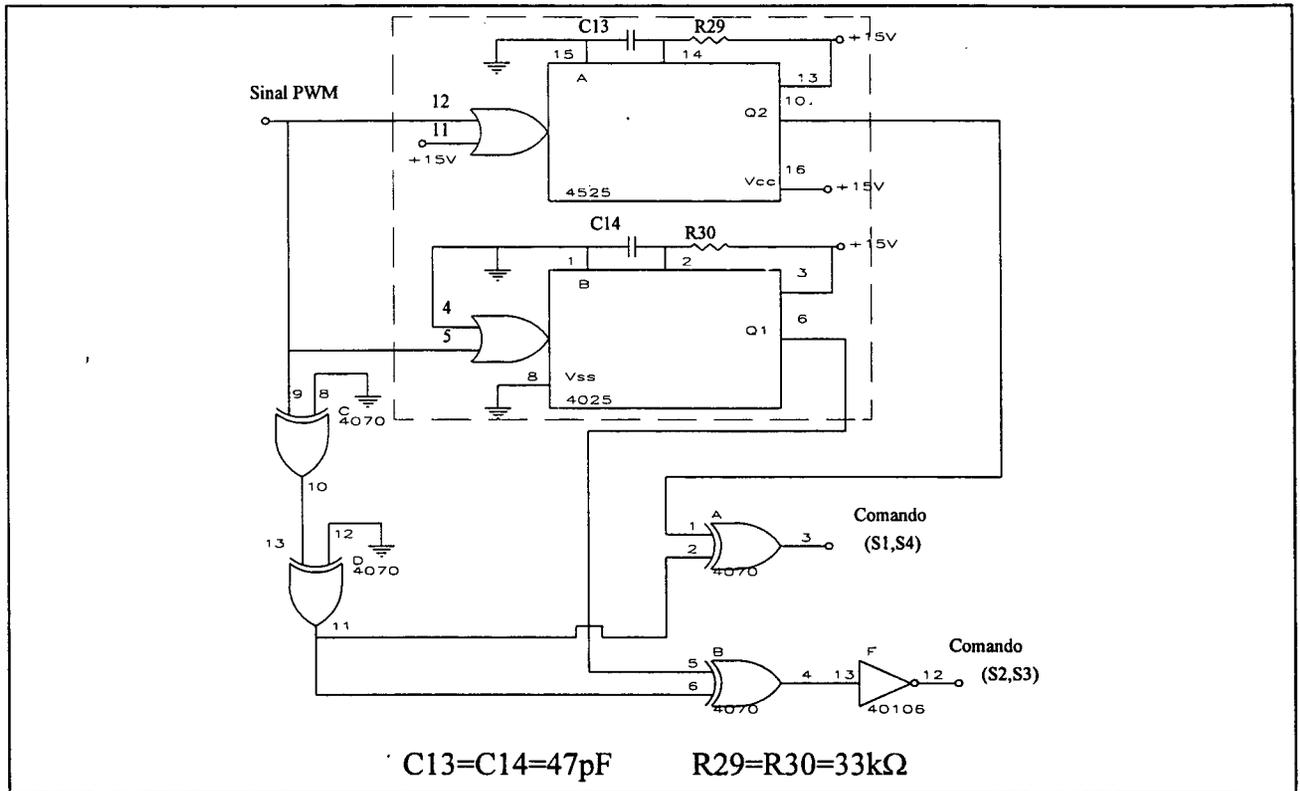


Fig7.5 Circuito gerador de tempo morto.

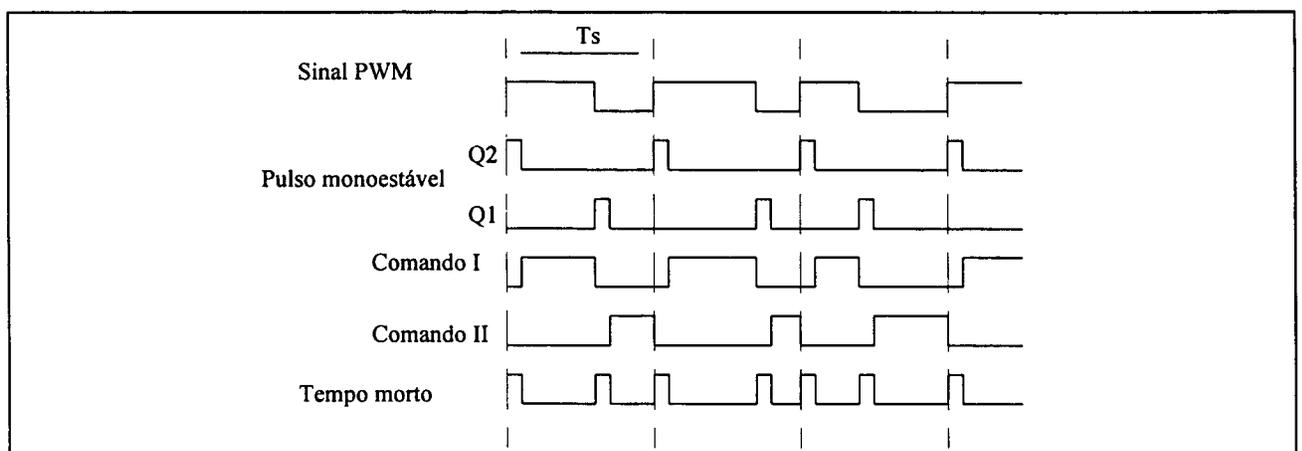


Fig7.6 - Lógica de geração de tempo morto.

7.5.6 - CIRCUITO DE COMANDO PARA OS MOSFETS.

O circuito de comando, Fig. 7.7, além de atacar em tensão o gatilho ("gate") do Mosfet, ele isola o circuito de comando do circuito de potência, através do fotoacoplador HP2601. Da entrada do sinal no circuito de tempo morto até o "gate" do Mosfet, um pulso até 500ns de largura pode passar sem deformações. O tempo de atraso do circuito de comando, da entrada do fotoacoplador até a tensão V_{DS} do Mosfet, é de aproximadamente 450ns. Isto acontece tanto para a entrada em condução, como para o bloqueio. Este circuito possui também um dispositivo lógico de proteção contra sobrecorrente no Mosfet. Ele é composto pelo diodo D5 e pelo divisor resistivo R38 e R39. Quando a tensão V_{DS} do Mosfet ultrapassa a tensão do resistor de R40 (estado de sobrecorrente), o comando inibe o interruptor correspondente. A desvantagem deste comando reside no problema de isolamento do fotoacoplador. O fotoacoplador pode deixar passar ruídos de alta frequência pelo seu capacitor parasita entre a sua entrada e saída. Outra desvantagem é o tempo de atuação do circuito de proteção de sobrecorrente, que é da ordem de 400ns.

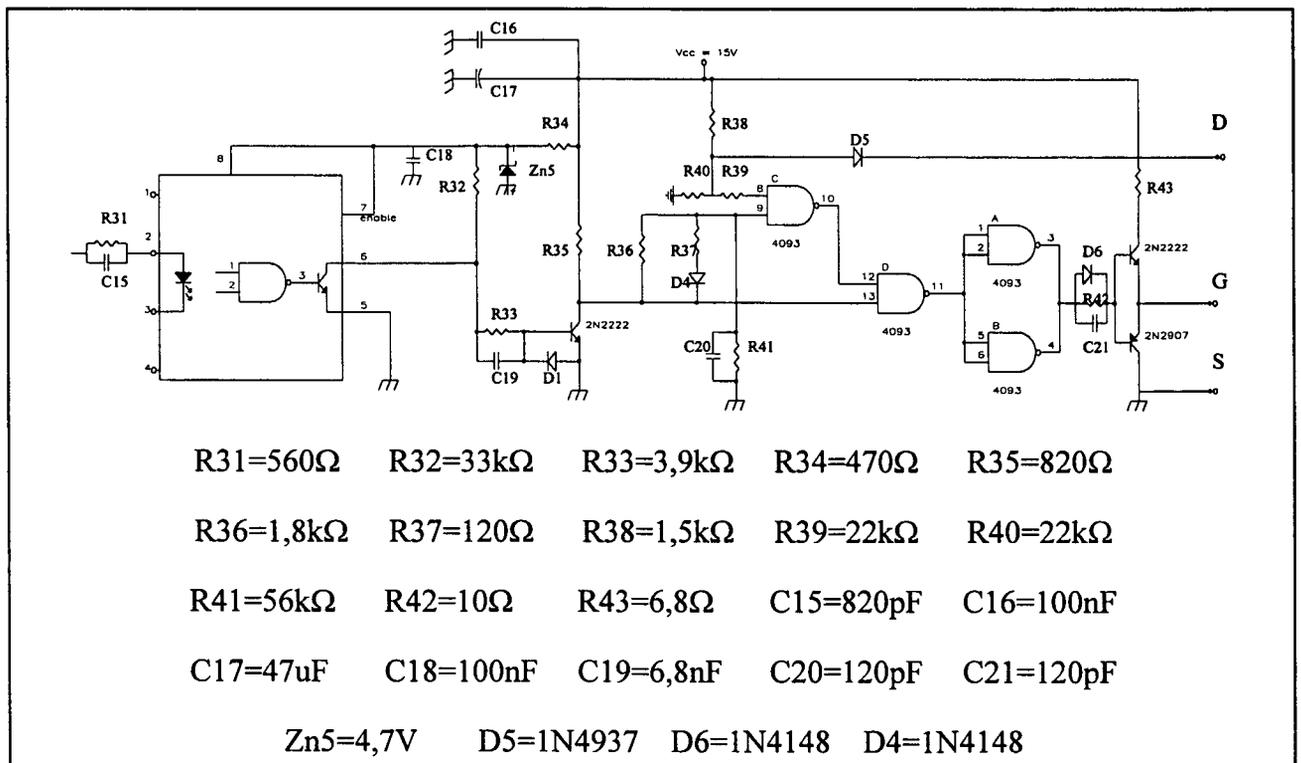


Fig.7.7 - Circuito de comando do Mosfet.

7.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO INVERSOR DE TENSÃO REALIMENTADO.

Uma série de problemas surgiram na prática:

- a) péssima recuperação do diodo intrínseco do Mosfet ($t_{rrmax} \approx 640ns$), em relação ao bom desempenho do transistor. O pico da corrente na razão cíclica mínima chegava na ordem de 30A.
- b) alta razão da variação da tensão V_{DS} .
- c) Deteriorização dos sinais de referência.
- d) ruídos na malha de realimentação.
- e) valor do indutor de filtro muito pequeno, gerando altas variações de corrente no período de comutação.
- f) "off-set" do amp-op da superfície deslizante.

Todos estes problemas dificultaram a obtenção de melhores resultados práticos. A maioria deles, somavam-se no conjunto, de maneira que um interferisse no outro. Por exemplo, quando a razão cíclica é mínima, há uma alta razão de variação da tensão V_{DS} . Esta alta variação da tensão do Mosfet, juntamente com a recuperação do diodo do mesmo braço, redispava o transistor, gerando ruídos na placa de comando. Colocou-se um resistor entre o "gate" e o "source" do Mosfet, sugerido em [28]. Realmente isto solucionou o problema do redisparo. Com um resistor de $100\Omega/3W$ o problema deixou de existir, entretanto resultou em uma sobretensão em V_{DS} . Esta sobretensão foi difícil de ser grampeada. Era cerca de 100% do valor de E e de curtíssimo intervalo de tempo, cerca de 100ns. Aumentou-se o resistor de "gate" de disparo, diminuindo o dv/dt da tensão V_{DS} , para retardar o disparo. Estas soluções também diminuíram o pico da corrente de recuperação dos diodos.

Os problemas justificam os resultados em termos de amplitude e forma da onda de tensão.

Os seguintes valores dos parâmetros foram usados para o inversor e controle:

$$E = 100V$$

$$L_o = 1,1mH$$

$$V_{sp} = 60V$$

$$C_o = 40\mu F$$

$$f_s = 28.8kHz$$

$$\text{Divisor resistivo para abaixar a tensão: } R_{o1} = 3K9\Omega, R_{o2} = 62K\Omega.$$

$$V_{dp} = 5,5V$$

$$V_{refp} = 3,6V$$

$$\text{Superfície de deslizamento: } R_a = 680k\Omega, R_b = 82\Omega, C_a = C_b = 390nF,$$

$$G1 = 10$$

Observação: o posicionamento do "zero" em $f_{z2} \approx 5\text{kHz}$ não foi uma boa escolha. Pois nesta frequência, ruídos e o "chattering" são amplificados.

7.6.1 RESULTADO COM O INVERSOR A VAZIO.

Na Fig.7.8, observa-se que a corrente no indutor está adiantada em relação à tensão de saída. Além disso, há uma baixa frequência indesejável na corrente do indutor. Isto pode ser a má escolha da frequência do "zero", pois ele pode estar amplificando alguma harmônica, provavelmente a nona. Nota-se um valor médio na tensão de saída e uma deformação nos picos positivos da mesma. Estes dois defeitos aparecem nas outras aquisições. Não são problemas de controle e sua estratégia, mas sim na realização da implementação da malha de controle. É difícil adquirir os sinais de referência com potência, pois as ponteiros do osciloscópio introduzem significativos ruídos na malha de controle. Entretanto, o resultado é satisfatório em termos de controle, pois praticamente não há amortecimento na planta.

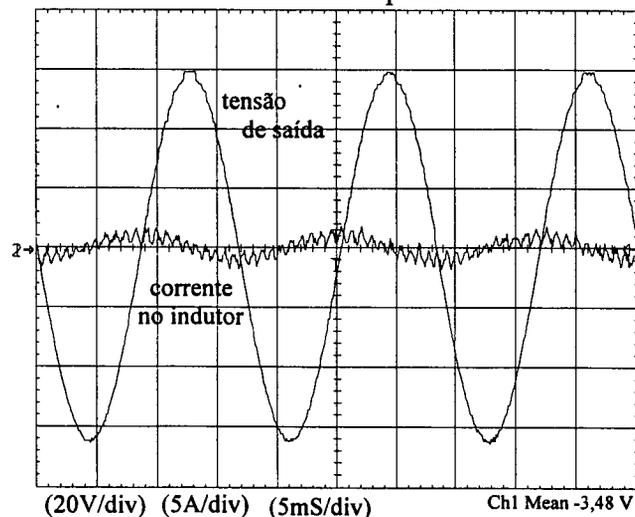


Fig.7.8 - Tensão de saída e corrente no indutor de filtro, a vazio.

7.6.2 - RESULTADOS COM CARGA RESISTIVA.

Na Fig.7.9 o inversor está fornecendo à carga 90W. Observa-se que a forma de onda da corrente no indutor melhorou. Isto deve-se ao fato de se aumentar o amortecimento do filtro, e consequentemente diminuindo a amplificação das harmônicas de baixa ordem. Na Fig.7.10 a carga resistiva é de 130W. Na Fig.7.11, é mostrada a tensão e a corrente de carga para a potência nominal, 200W.

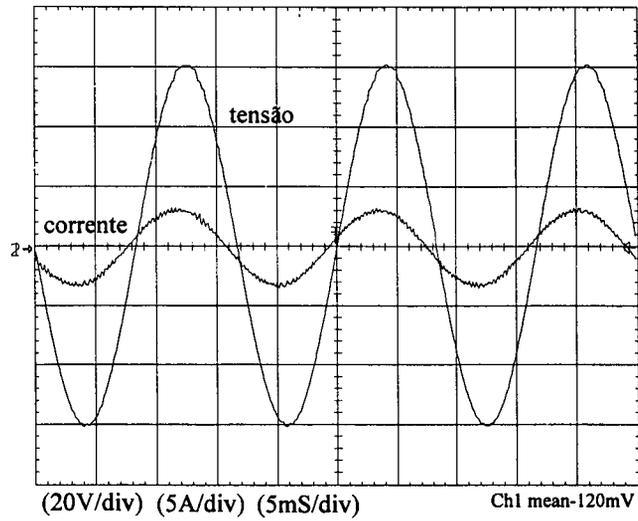


Fig.7.9 - Tensão de saída e corrente no indutor com carga resistiva de 90W

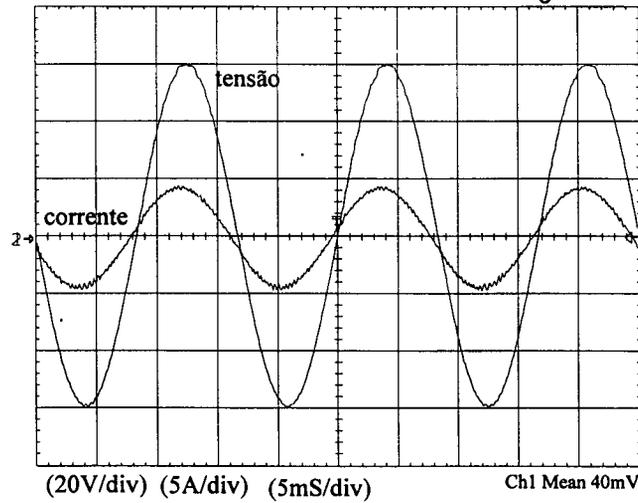


Fig.7.10 - Tensão de saída e corrente no indutor com carga resistiva de 130W

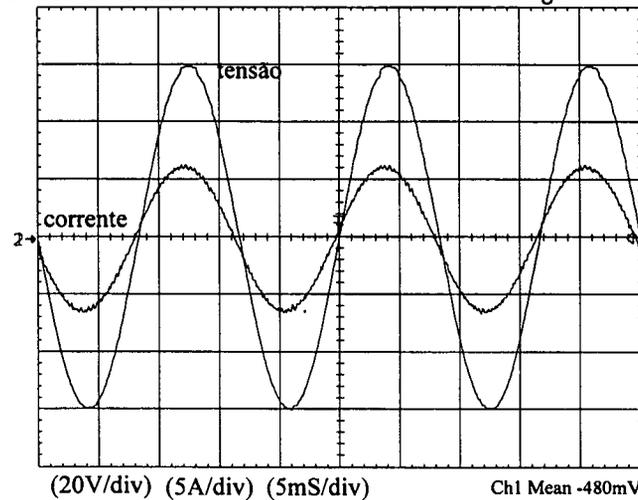


Fig.7.11 - Tensão de saída e corrente no indutor com carga resistiva de 200W

7.6.3 RESULTADOS COM CARGA INDUTIVA.

Nas Fig.7.12 e Fig.7.13 são apresentados resultados com carga indutiva. O indutor de carga é de aproximadamente 32mH. Na Fig.7.12 o resistor de carga é de 22Ω , ($\Phi_d=37^\circ$). Na fig.7.13, o resistor é de 16Ω ($\Phi_d=37^\circ$). Os resultados confirmam o projeto do SMC-PWM para carga indutiva.

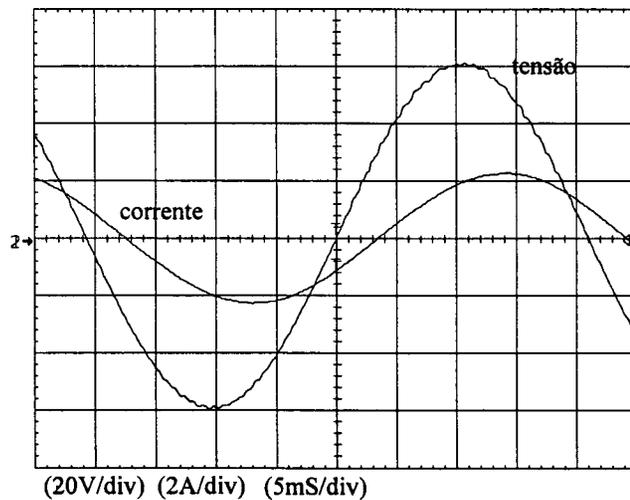


Fig.7.12 - Tensão de saída e corrente no indutor com carga indutiva

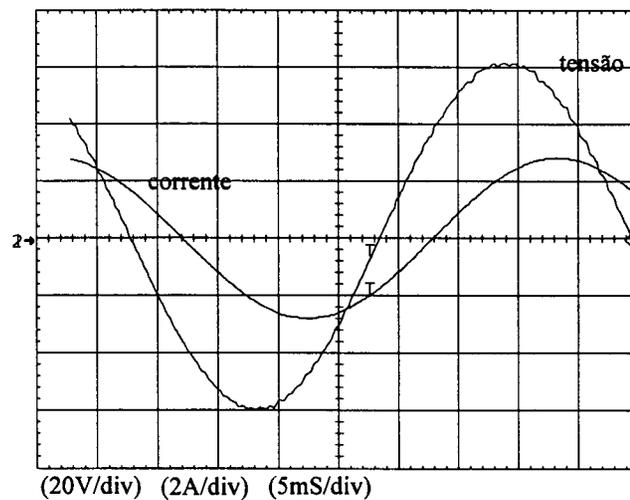


Fig.7.13 - Tensão de saída e corrente no indutor com carga indutiva.

7.6.4 - RESULTADOS COM CARGA NÃO LINEAR.

Na Fig.7.14 está mostrada a tensão de saída do inversor e a corrente no indutor do filtro. O capacitor de carga é de 220 μ F. O resistor de carga é de 100 Ω , com uma potência de 20W. Na fig.7.15, o resistor da carga é de 50 Ω , solicitando cerca de 40W. A potência máxima instantânea é cerca de 230W. Na Fig.7.16, o resistor de carga é de 25 Ω ($P_o=75W$). Na Fig.7.17, o resistor é de 19 Ω ($P_o=100W$), com potência máxima instantânea de 280W. Na Fig.7.18 mostra-se a potência nominal, 200W (um resistor de aproximadamente 9 Ω).

Do ponto de vista da eletrônica de potência, para o envio de energia da fonte à carga, para uma tensão de saída eficaz menor, torna-se mais difícil de se fornecer a energia para a carga (não-linear) em 40V eficazes do que 110V eficazes.

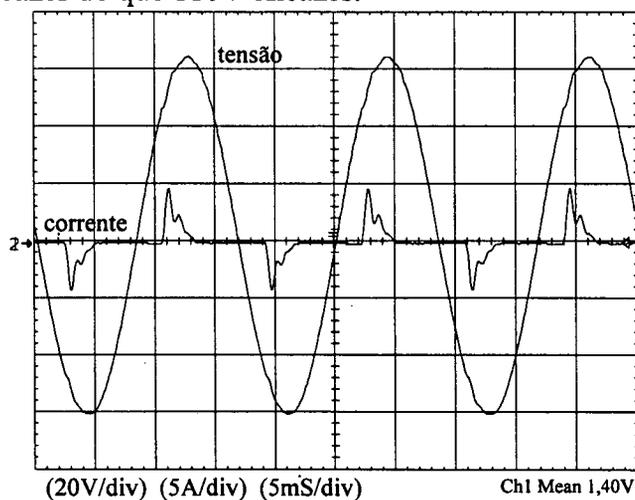


Fig.7.14 - Tensão de saída e corrente no indutor para carga não-linear, 20W.

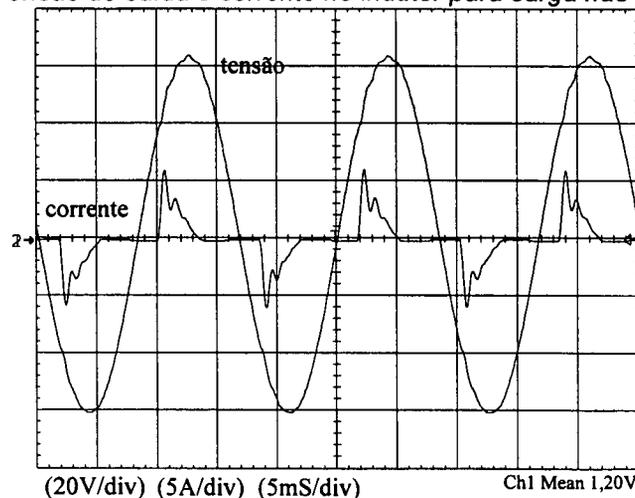


Fig.7.15 - Tensão de saída e corrente no indutor para carga não-linear, 40W.

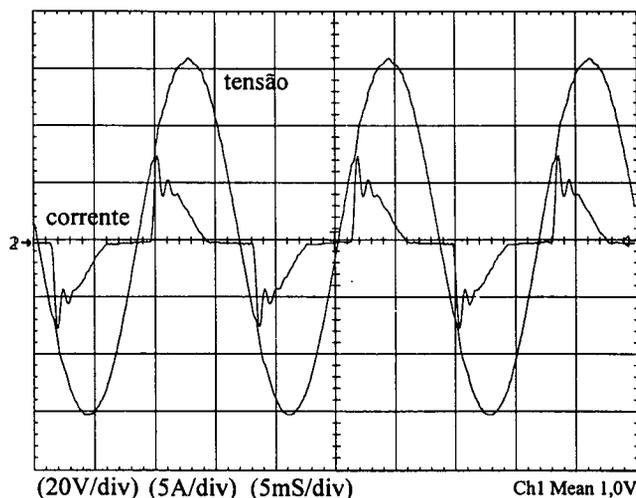


Fig.7.16 - Tensão de saída e corrente no indutor para carga não-linear, 75W.

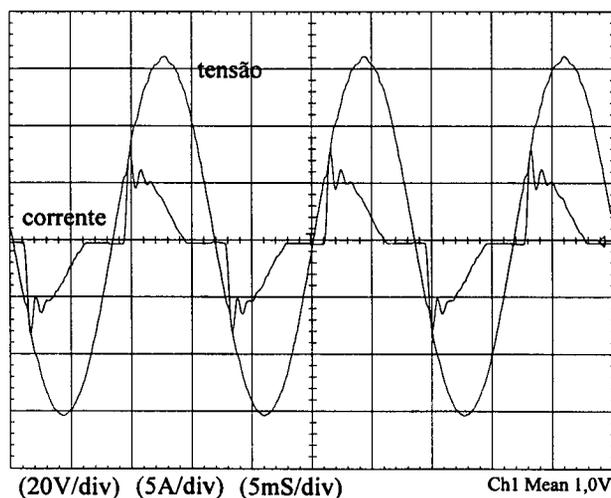


Fig.7.17 - Tensão de saída e corrente no indutor para carga não-linear, 100W.

7.6.5. - RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM O CONTROLADOR (SMC) SEM INTEGRADOR, PARA CARGA NÃO-LINEAR.

Na Fig. 7.18 são mostradas a tensão de saída e corrente de saída do inversor de tensão. O pico de corrente é de aproximadamente 10A. Na Fi. 7.19 são mostradas corrente de saída do inversor e tensão no capacitor de carga. A potência fornecida à carga R_O é de aproximadamente 160W. Na Fig. 7.20 está representada a Análise Harmônica da tensão de saída do inversor. A Taxa Total de Distorção Harmônica (THD) é menor que 1,33%. ($E=110V$; $V_{sp}=62V$; $C_c=220\mu F$; $V_{smed}=38V$; $R_o=9\Omega$).

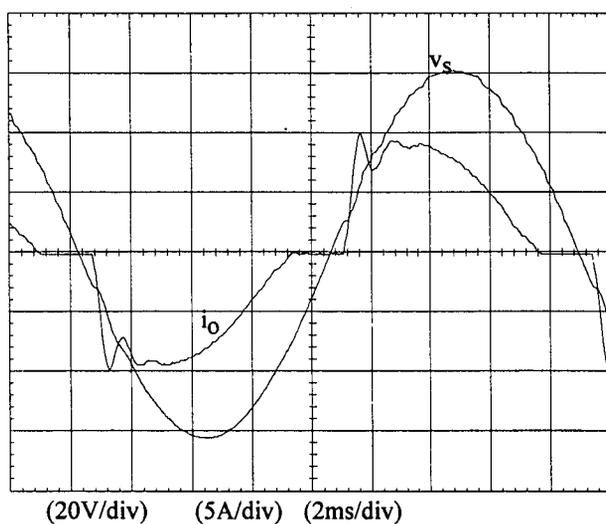


Fig. 7.18 - Tensão de saída e corrente de saída do inversor de tensão

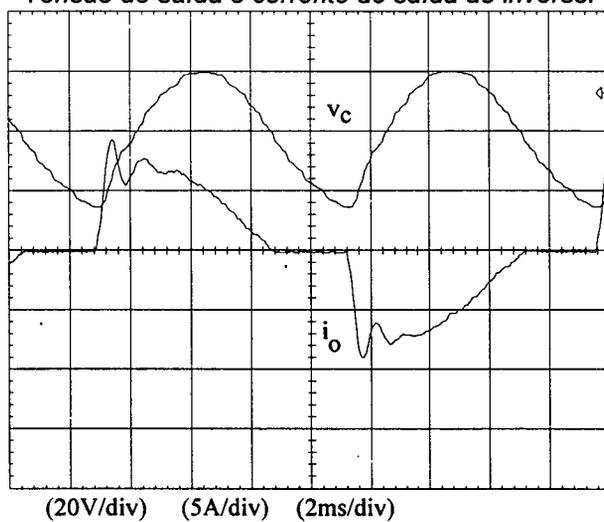


Fig.7.19 - Tensão no capacitor de carga não-linear e corrente de saída do inversor de tensão.

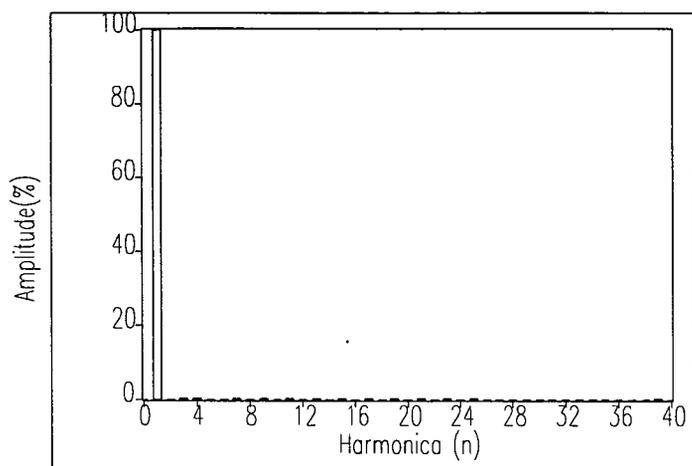


Fig. 7.20 - Análise Harmônica da tensão de saída do inversor para carga não-linear.

Na Fig. 7.21 são mostradas a tensão de saída e a corrente de saída do inversor de tensão para carga não-linear de aproximadamente 240W. Na Fig.7.22 são mostradas a tensão no capacitor de carga e a corrente de saída do inversor de tensão. O pico de corrente é da ordem de 14A. ($E=200V$; $V_{sp}=122V$; $C_c=220\mu F$; $R_o=37\Omega$)

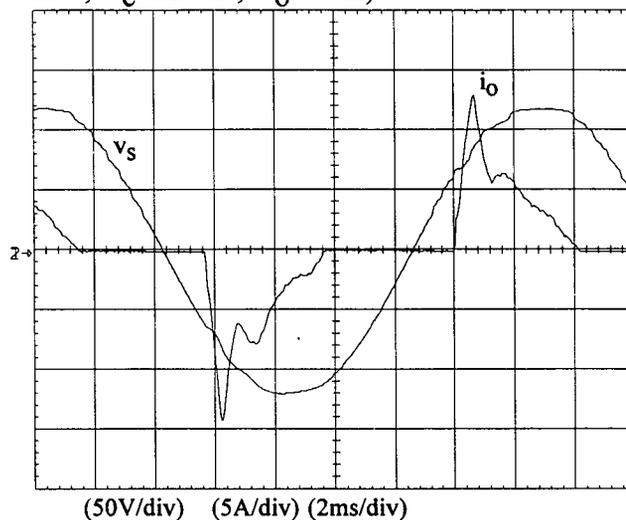


Fig.7.21 - Tensão de saída e corrente de saída do inversor de tensão.

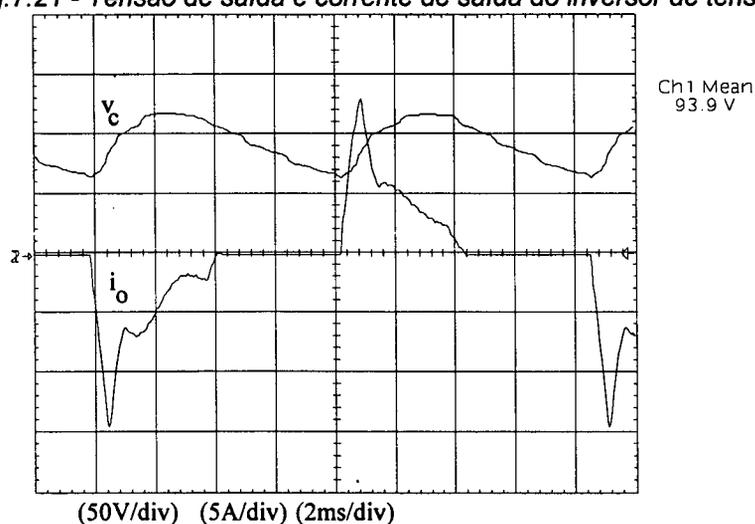


Fig. 7.22. - Tensão no capacitor de carga e corrente de saída do inversor de tensão.

7.7 - CONCLUSÃO.

O resultado experimental valida, na prática, o que foi desenvolvido nos capítulos anteriores, apesar de não se atingir o valor nominal da tensão de saída ($V_{cp}=156V$).

O circuito de potência possui sérios problemas, como também o circuito de malha fechada de comando. Restou o desafio de fazê-lo funcionar de forma brilhante como nos resultados de simulação.

Este controle provou possuir eficácia. Ele procura tirar o máximo do inversor de tensão. A forma de onda da tensão de saída ficou deteriorada para a potência nominal de carga não-linear. Desprezando os problemas do valor médio da tensão de saída não ser nulo e dos ruídos em baixa frequência, os resultados foram satisfatórios, comprovando a possibilidade da implementação desta técnica SMC conforme a estratégia proposta. Os resultados para a carga não-linear confirmam sua insensibilidade a dinâmicas não modeladas.

A implementação da malha de controle foi analógica, com algumas funções digitalizadas. É uma primeira implementação, onde não se procurou otimizar o uso de componentes. Ao contrário, procurou-se ter a disposição os importantes sinais de controle, a fim de facilitar a análise. Em si, poder-se-ia implementar a malha de controle usando um número menor de Amplificadores Operacionais. Não se teve o objetivo de um produto final, mas sim de comprovar e assimilar a técnica proposta para o SMC.

Pensava-se que a implementação do circuito de potência não traria tantos percalços. Da malha de controle à concepção do circuito de potência (valor do indutor de filtro), surgiu uma quantidade significativa de problemas, inclusive entrelaçados entre si. O objetivo inicial, a comprovação prática do inversor com o princípio do SMC com frequência fixa, quase chegou a ficar um pouco comprometida. Porém, além de não comprometer seriamente o objetivo do trabalho, as dificuldades encontradas são promessas para uma continuidade deste trabalho.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÃO GERAL.

Apresentou-se neste trabalho o estudo de uma técnica de modulação usando o controle não-linear por modo deslizante.

Fez-se um estudo da teoria do SMC e propôs-se uma estratégia simples de controle em frequência fixa. Realiza-se o controle em apenas uma das variáveis de estado do inversor, não necessitando sensorar a corrente no indutor ou na carga. Dos trabalhos conhecidos usando o SMC no inversor de tensão, este é o primeiro a só controlar a tensão de saída do inversor. A análise teórica foi amplamente validada por simulação. A implementação em um protótipo confirmou a possibilidade de sua implementação prática, bem como a insensibilidade à dinâmicas não modeladas. Pois o inversor real possui dinâmicas não presentes na simulação, e certos componentes, possivelmente não-lineares, são automaticamente linearizados pelo programa simulador. A metodologia de projeto para o inversor e o controle, visa a carga não-linear. Conseguiu-se uma satisfatória metodologia de projeto do inversor e seu controle.

O resultado principal de todo o trabalho foi o aprendizado do SMC e uma solução original:

- a) de implementá-lo em frequência fixa, já que ele possui uma natureza intrínseca de modulação em frequência, pois o princípio $s's' < 0$ deve ser sempre respeitado,
- b) a solução proposta, além de fazer cumprir o princípio fundamental do SMC, atende a todos os demais requisitos. Além disso, ela é de fácil projeto e bastante simples em sua implementação. Apesar de ser um controle proporcional ao erro, este erro, entre a variável de interesse e a referência, sempre tem tendência a se anular, portanto não necessitando do uso do integrador. A outra grande dificuldade própria do SMC é sua abordagem, tanto teórico-matemática quanto de sua implementação. Julga-se que se realizou um detalhamento da teoria, no que se refere em provar a insensibilidade a dinâmicas não modeladas e que a dinâmica do sistema só depende da lei de comutação (superfície de deslizamento), abrindo novos horizontes a cerca da compreensão

deste controle. Possui uma certa originalidade em sua maneira de projetá-lo: no domínio da frequência.

O SMC realmente dita a trajetória das variáveis do processo, mesmo quando a planta (inversor) não consegue responder. Assim, em conformidade com [1], os parâmetros da superfície de deslizamento determinam a dinâmica do sistema. Por exemplo, na presença da carga não-linear, ele procura obter o máximo do inversor, sem perder a estabilidade e a rapidez da resposta dinâmica (o sinal de $s(t)$ sempre está adiantado em relação ao erro). Do ponto de vista de controle, a predição é o ideal, e a estabilidade uma necessidade. Porém a predição do SMC, diferindo de certos controles preditores, fundamenta-se nas tendências reais, e não em uma possível provável tendência (exemplo o controle "deadbeat"), o qual não garante estabilidade ou boa qualidade de resposta ao acaso.

Em suma, mesmo o SMC não sendo nem de longe a solução para os vários problemas de controle da eletrônica de potência, talvez não haja nenhum tipo de controle que se adapte melhor a ela. Sua lei de controle fundamental é a variação da estrutura, algo próprio da eletrônica de potência.

Faltou uma implementação mais elaborada dos circuitos de geração do controle e do circuito de potência, com maior imunidade ao ruído. Falta adaptar os circuitos de controle com os de potência. Com os resultados obtidos aqui, espera-se que se possa aproveitá-lo na sua potencialidade, continuando-se o estudo do mesmo. As seguintes sugestões são dadas:

- a) dentro da teoria do SMC, juntamente com esta estratégia proposta, poder-se-ia encontrar a relação entre a amplitude do "chattering" e a frequência de comutação.
- b) implementar uma malha de controle com menor sensibilidade a ruídos em um inversor de maior potência.
- c) para os circuitos em que são necessários o controle de mais de uma variável, dever-se-ia verificar a possibilidade de se estender esta estratégia de controle para o controle multi-variável.
- d) adaptar a metodologia de projeto para conversores DC-DC.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SLOTINE, Jean-Jacques E. & LI, Weiping. "Applied Nonlinear Control". Prentice Hall - New Jersey, 1991. pp. 276 - 309.
- [2] UTKIN, Vadim I. "Variable Structure Systems With Sliding Modes". IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.AC-22, no 2, pp.212 - 222. 1977.
- [3] BOUDJEMA, F., et al., "VSS Approach To A Full Bridge Converter Used For AC Sine Voltage Generation". IECON Conf. Rec, pp. 82 - 88, 1989.
- [4] SIRA-RAMIREZ, Hebertt. "Sliding Mode Control In AC-TO-AC Converters". VII CBA. São José dos Campos/SP, 1988. pp. 452 - 457.
- [5] MIRANDA, R. C.. "Analysis Of Hysteresis Current Control Of An Active Power Filter A Sliding Mode Approach". CBA COBEP'93 pp. 65 - 68.
- [6] JUNG, S. & TZOU, Ying-Yu. "Sliding Mode Control of a Closed-loop Regulated PWM Inverter Under Large Load Variations". IEEE PESC. pp. 616 - 622. 1993.
- [7] ABDEL-RAHIM, N. & QUAICOE, J.E.. "Multiple Feedback Loop Control Strategy For Single-Phase Voltage-Source UPS Inverter". IEEE PESC. pp. 958 - 964.1994.
- [8] SABANOVIC-BEHLILOVIC, N., SABANOVIC, A. & NINOMIYA, T.. "PWM In Three-Phase Switching Converters - Sliding Mode Solution". IEEE PESC. pp.560 - 565. 1994.
- [10] ITKIS, U. "Control Systems Of Variable Structure". John Wiley and Sons, New York. Israel Universities Press, Jerusalem, 1976.
- [11] UTKIN, V. I.. "Sliding Modes And Their Application In Variable Structure Systems". Mir Publishers Moscow, 1978.
- [12] DANTAS, E. H. G. P., STEPHAN, R. M. & WATANABE, E. H.. "Position Control Of A DC Motor Using Variable Structure Controller". COBEP. pp. 407 - 412.1993.
- [13] BIDAN, P., VALENTIN, M. & MARTINEZ, L.. "Modeling And Current-Mode Control of a Zero-Current Switching Resonant Converter used for AC Sine Voltage Generation". IEEE PESC. pp. 636 640. 1993.

- [14] RADULOVIC, Z. & SABANOVIC, A.. "Active Filter Control Using Sliding Mode Approach". IEEE PESC. pp. 177 - 182. 1994.
- [15] TAN, H., GREENE, M. E. & HUNG, J. Y.. "Integral Argumented Variable Struture Control: Design And Testing". IECON. pp. 1956 - 1961. 1993.
- [16] MATTAVELLI, P., ROSSETTO, L., TENTI, P. & SPIAZZI, G.. "General-Purpose Sliding-Mode Controller For DC/DC Converter Applications". IEEE PESC. pp. 609 - 615. 1993.
- [17] SILVA, J.F. & PAULO, S.S.. "Fixed Frequency Sliding Mode Modulator For Current Mode PWM Inverters". IEEE PESC. pp. 623 - 629. 1993.
- [18] SABANOVIC-beHLILOVIC,N.; NINOMIYA,T.; SABANOVIC,A. & PERUNIC,B.. "Control of Three-Phase Switching Converters: A Slinding Mode Approach". IEEE PESC'93 - pp. 630 - 635.
- [19] VENKATARAMANAN,G. "A Sliding Mode Observer for the Induction Motor". IEEE PESC'94 - pp 1151-1157.
- [20] PINHEIRO,H.; MINUSSI,J.P.; MARTINS,A. "A Simple Control Strategy for Shunt Active Filter with Inductive Energy Storage". COBEP 1993 - pp52-57.
- [21] MALESANI,L.; ROSSETTO,L.; SPIAZZI,G. & ZUCCATO,A. "An AC Power Supply with Sliding-Mode Control". IEE IAS'93 (Industrial Applications Society). - pp.1115-11121.
- [22] HUNG,J.Y; GAO,W.; HUNG,J.C.. "Variable Structure Control: A Survey". IEEE Trnast. on Industrial Electronics. -Vol 40 - NO.1, 1993 - pp. 2 - 22.
- [23] PINHEIRO,H.; MARTINS,A.S. & PINHEIRO,J.R.. "Inversores Monofásicos de Tensão Controlado por Modos Deslizantes". CBA 1994, vol2. pp. 1177 -1182.
- [24] GAO,WEIBING. "Guest Editorial for Special Section on Variable Structure Control". IEEE - Transaction on Industrial Electronics, VOL.40,NO.1/1993. pp. 1
- [25] Catálogo de Produtos da Advanced Power Technology (APT) "Power MosIV". 1994.
- [26] BARBI,IVO. "Projeto de Fontes Chaveadas". LAMEP - Universidade Federal de Santa Catarina, 1990.
- [27] FLORERO,H.J. "Inversor Monofásico com Modulação Otimizada a Três Níveis". Dissertação de Mestrado - UFSC 1989.

- [28] MOTOROLA - "Power Mosfet Transistor Data".USA, 1989.
- [29] VIRGUETTI, Sandro B.. "Estudo de um Inversor com Comutação Não-Dissipativa e Tensão de Saída Senoidal para Cargas Não-Lineares". Dissertação de Mestrado - UFSC 1992.
- [30] BOOLT,M. & ZIOGAS,P.. "Towards a Zero Impedance UPS System" PESC/87 - pp. 497 - 507.
- [31] VIDOR, DALTON L.R.. "Estudo e Realização de um Conversor CC-CA com Comutação Suave Utilizando um Transformador de Alta Frequência". Dissertação de Mestrado- UFSC 1993.
- [32] PERIN,A.J. "Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulsos (PWM) com Otimização de Harmônicas para Conversores Estáticos de Frequência". LAMEP - UFSC.
- [33] SEGALA, J.C.. "Estudo e Modelagem de um Inversor Modulado por Valores Médios Instantâneos de Tensão". Dissertação de Mestrado - UFSC - 1993.
- [34] ZIOGAS,P.. "The Delta Modulation Technique In Static PWM Inverters" IEEE Transaction on Industry Applications, VOL.IA-17.NO.2. 1981.
- [35] HEY,H.L.. "Estudo e Realização de um Conversor Direto de Frequência a Mosfet de Potência". Dissertação de Mestrado - UFSC 1987.
- [36] ABDEL-RAHIM,N. & QUAICOE,J.E.. "A Single-Phase Delta-Modulated Inverter for UPS Application". IEEE Transaction on Industrial Electronics, VOL.40,NO.3,1993.
- [37] JOOS,G.; ZIOGAS,P. & VICENTE,D.. "A Model Reference Adaptive PWM Technique". IEEE Transactions on Power Electronics, VOL5.NO.4. 1990.
- [38] CHRISTIANSEN,C.F.; VILLA,M.I. & RIVETTA,C.H.. "A Synchronization Technique for Static Delta-Modulated PWM Inverters". IEEE Transaction on Industrial Electronics, VOL.35,NO.4 1988.
- [39] RAHMAN,M.A.; QUAICOE,J.E. & CHOUDHURY,M.A.. "Harmonic Minimization in Delta Modulated Inverters Using Tuned Filters". PESC 1988.
- [40] GREEN,T.C. & WILLIAMS,B.W.. "Spectra of Delta-Sigma Modulated Inverters: An Analytical Treatment". IEEE Transaction on Power Electronics, VOL.7.NO.4.1992.
- [41] KAWAMURA,A. & HOFT,R.G.. "Analysis of PWM Inverter with Instantaneous Feedback Control". IPEC - Tokyo 1983.

- [42] KAWAMURA,A. & HOFT,R.G.. "Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptative Hysteresis". IEEE Transaction on Industrial Aplications. VOL.IA-20.NO.4. 1984.
- [43] OLIVEIRA,J.. "Inversor de Tensão com saída senoidal Modulado Por Valores Instantâneo de Tensão Utilizando Histerese Variável". Dissertação de Mestrado. UFSC 1994.
- [45] HEDRICK, J.K. & PAYNTER, H.M.. "Nonlinear System Analysis and Synthesis: Volume 1 - Fundamental Principles" - The American Society of Mechanical Engineers, 1978. New York,N.Y.

ANEXO 1**GERAÇÃO DOS PONTOS PARA O PADRÃO SENOIDAL**

```
C GERACAO DE SENOIDE
  INTEGER A(5000),B(5000)
  DO 1 I=0,3839
    A(I)= 128+IFIX(128*SIN(I*((2*3.14159)/(3840))))
    B(I)= A(I)
1  CONTINUE
C  WRITE(*,20) (B(I),I=0,3839)
20  FORMAT (12I8)
OPEN (12,FILE = 'TSEN',ACCESS
='SEQUENTIAL',STATUS='NEW',FORM='FORMATTED')
  WRITE(14,'(4000A1\\') (B(I),I=0,3839)
  STOP
  END
```

ANEXO 2

EXEMPLO DE ARQUIVO USADO NA SIMULAÇÃO NO PSPICE

```

MC a vazio Lo=400uH Co=36.7uF Ivazio.cir
*CIRCUITO DE POTENCIA modelo simples
E1 1 0 table {v(19,0)}=(-10u,-175)(10u,175)
*elementos passivos
C1 3 0 36.7u ic=10
L1 1 3 .4m ic=.05
*Trafo ideal
E5 5a 0 3 0 30.855569m ;(4.8/110*1.41)
*COMANDO
*filtro passa baixa
Ra1 5a 1a 15k
Ra2 1a 2a 15k
*Ca 1a 2a 820p
R1a1 0 1a 10000meg
E1a1 2a 0 0 1a 100k
R2 2a 6 4.7k
R3 7 6 4.7k
R4 6 9 141k ; G1*4.7k
R70 0 6 10000000meg
E90 9 0 table {v(0,6)}=(-100u,-10)(100u,10)
*Superficie com integrador
Rc1 9 10 680k
Cc1 9 10 390n
Rc2 10 12 15
Cc2 12 13 390n ;3.03030303030u
R10 0 10 1000000000meg
E120 13 0 table {v(0,10)}=(-100u,-10)(100u,10)
Rs1 13 15 10k
Rs2 14 15 10k
Rs3 15 17 10k ;8.2k
Rs150 0 15 10000000meg

```

```

E17 17 0 table {v(0,15)}=(-100u,-5.1)(100u,5.1) ; 5.1==> saturacao
R1213 17 18 1000000meg
E150 19 0 Table {v(18,17)}=(-100u,-6)(100u,6)
R150 19 0 1
*Fontes de referencia
Vref 7 0 sin(0 4.8 60 0 0 0)
Vref2 14 0 sin(0 4.8 60 0 0 0)
Vdente 18 0 pulse (-5.2 5.2 0 34.72u 1n 1n 34.722u)
*FINALIZACAO
.options itl4 = 110 itl5 = 0 abstol = 1
+ pivtol = 1.000E-30 reltol = .1 vntol = .1 ; *ipsp*
.tran 1.000m 33.333333333333m 8.33333333333333m .49u uic ; *ipsp*
.PROBE v(9) v(17) v(18) I(L1) v(1) v(3) v(7) ;
.four 60 v(3) ; *ipsp*
.end

```