

O CONTROLE POR MODO DESLIZANTE ADAPTADO PARA INVERSORES DE TENSÃO

Wail M. Pastorello Filho* e Arnaldo J. Perin

Universidade Federal de Santa Catarina - Departamento de Engenharia Elétrica
INEP - Instituto de Eletrônica de Potência – Caixa Postal 5119 - Florianópolis - SC – Brasil - 88.040-970
Fone: 048.331.9204 - Fax: 048-234.5422 - Internet: <http://www.inep.ufsc.br>

Resumo - Este trabalho apresenta o Controle por Modo Deslizante (SMC) adaptado para conversores estáticos de potência. Utiliza-se como exemplo a estrutura de um inversor monofásico de tensão em ponte completa, que possui estruturas variáveis com mesmas características, equacionamento diferencial idêntico e ordem constante. Assim, com o uso da teoria de Sistemas à Estruturas Variáveis, sem compensador na malha de controle, implementa-se um inversor de tensão para cargas não-lineares. Atinge-se o ponto de operação do sistema com uma dinâmica muito rápida, com um desempenho só limitado pela frequência de comutação adotada para os interruptores.

Abstract - This work present a Sliding Mode Control adapted for static power converters. As an example, it is used a full bridge configuration of a single-phase voltage source inverter. The inverter possesses two structures with same characteristics, identical differential equation and constant order. The use of the theory of Variable Structure Systems allows implementing the inverter control exclusively with proportional compensation even for applications with non-linear loads. The experimental results show that the steady state is reached with a very fast dynamic control limited only by the commutation frequency adopted for the switches.

introduzirem atrasos que comprometem a dinâmica global da estrutura. A análise dos Sistemas a Estruturas Variáveis tem-se apresentado como alternativa ideal na adaptação dos fundamentos da engenharia de controle às aplicações de eletrônica de potência. Esta adaptação é realizada com sucesso pelo fato de se tratarem de elementos de mesma natureza. Os controladores resultantes desta integração de sistemas definem a sua atuação baseando-se na evolução das trajetórias de estado no plano de fase. As propriedades deste sistema são obtidas pela composição da trajetória desejada através de segmentos de trajetória das diferentes estruturas que compõe o sistema. A despeito dos aspectos fundamentais dos Sistemas a Estruturas Variáveis, é possível obter-se uma trajetória não inerente a quaisquer das estruturas. Esta trajetória descreve um novo tipo de evolução de estados - denominado Modo Deslizante [1].

Este trabalho visa apresentar os aspectos conceituais e teóricos que possibilitam definir e descrever o Controle por Modo Deslizante a partir do comportamento das trajetórias de estado no plano de fase. Além disto, consolida os fundamentos teóricos através da implementação prática de um modelo experimental que apresenta dinâmicas extremamente rápidas em resposta às perturbações e um excelente desempenho da estrutura conversora, fazendo uso de um controlador com frequência fixa.

I. INTRODUÇÃO

A Eletrônica de Potência é um dos segmentos tecnológicos que tem apresentado uma rápida evolução dos seus fundamentos conceituais, formulando seus próprios preceitos e adaptando técnicas para suas implementações. Novas alternativas são pesquisadas em outros campos da Engenharia Elétrica buscando soluções para antigos problemas, procurando atingir o máximo desempenho das estruturas. Um dos principais problemas que comprometem os objetivos dos conversores estáticos de potência, recai sobre o seu comportamento de estabilidade em reposta a transitórios de partida ou perturbações de carga. Devido ao processamento de energia envolver elevados níveis de potência, as técnicas de controles empregadas devem garantir uma grande estabilidade dos sistemas. Normalmente, os controladores atuais possuem característica integrativa e, por isto, respostas lentas. Embora estes tipos de controladores atendem a questão da estabilidade desejada, podem apresentar-se não adaptados ou até mesmo inadequados, por

* Wail M. Pastorello Filho é Professor da Escola de Engenharia de Lins. Atualmente está realizando doutorado no Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC.

II. ANÁLISE DA ESTRUTURA

Neste estudo toma-se como topologia básica um conversor em ponte completa atuando como um inversor de tensão monofásico. Na saída do conversor utiliza-se elementos passivos para a conformação do sinal de saída. A carga é modelada inicialmente como um elemento puramente resistivo permitindo um enfoque linear para a análise do sistema (Fig. 1).

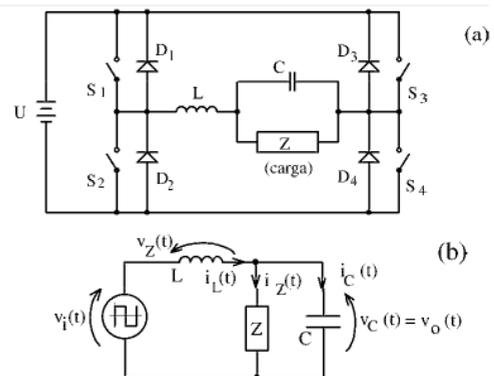


Fig. 1 - a) Conversor em ponte; b) Modelo elétrico equivalente.

Inicialmente determina-se a equação diferencial característica do sistema desenvolvendo a análise do circuito apresentado na Fig. 1b. As equações que representam o comportamento elétrico são expressas em função da corrente no elemento indutivo e da tensão no elemento capacitivo.

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = i_C(t) + i_Z(t) \\ v_i(t) = v_L(t) + v_C(t) \end{cases} \quad (1)$$

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

substituindo as variáveis :

$$v_o(t) = v_C(t) = c; \quad v_i(t) = m; \quad \frac{1}{Z \cdot C} = \xi; \quad \frac{1}{L \cdot C} = \omega_o^2 \quad (3)$$

obtem-se como resultado :

$$\ddot{c} + \xi \cdot \dot{c} + \omega_o^2 \cdot c = \omega_o^2 \cdot m \quad (4)$$

ou ainda, na forma de função de transferencia :

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\omega_o^2}{s^2 + \xi \cdot s + \omega_o^2} \quad (5)$$

Adaptando-se o modelo da Fig. 1b obtém-se uma representação mais apropriada para a análise do controle. Esta representação está ilustrada na Fig. 2 [5].

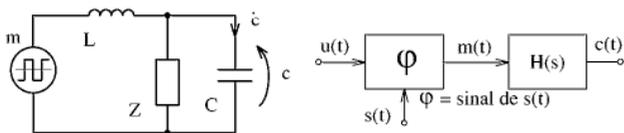


Fig. 2 - Adaptação do modelo à análise de controle.

Este novo modelo passa a ser representado na forma de equacionamento de estados. As variáveis de estado consideradas são a tensão e a corrente no elemento capacitivo. A equação de saída, correspondente a tensão na carga, é definida como sendo igual à variável de estado da tensão no capacitor.

$$x_1 = c; \quad x_2 = \dot{c} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\xi \cdot x_2 - \omega_o^2 \cdot (x_1 - m) \end{cases} \quad (7)$$

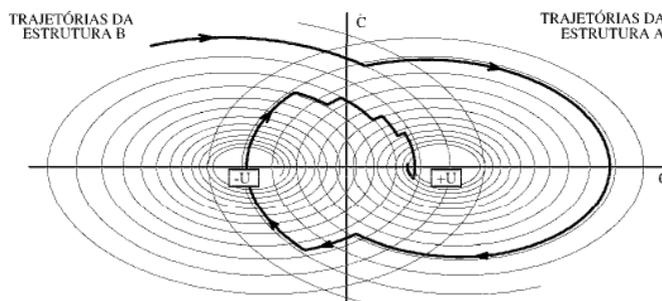


Fig. 4 - Evolução de uma trajetória hipotética no Plano de Operação do Conversor.

$$y = x_1$$

$$m = \phi \cdot U; \quad \phi = \text{sin al de } s(t) \quad (8)$$

O equacionamento de estado do conversor revela de forma implícita a característica de um Sistema a Estruturas Variáveis. Este fato pode ser verificado através da maneira pela qual se estabelece a dependência do sinal de entrada $m(t)$ com relação ao sinal de controle $s(t)$. Como consequência desta formulação, resultam duas possíveis estruturas. Tais estruturas possuem comportamento idêntico para evolução das trajetórias com pontos de equilíbrio distintos no plano de fase. A Fig. 3 ilustra as duas possíveis estruturas e uma representação hipotética das trajetórias referenciadas pelos respectivos pontos de equilíbrio. A superposição das representações das trajetórias, de cada estrutura, combinadas em um único plano, resulta na caracterização do Plano de Operação do Conversor. Sobre sua superfície é possível determinar as condições específicas de operação em um instante qualquer. Além disso, obtém-se uma visão preditiva da evolução de tais condições. A Fig. 3c ilustra o Plano de Operação do Conversor.

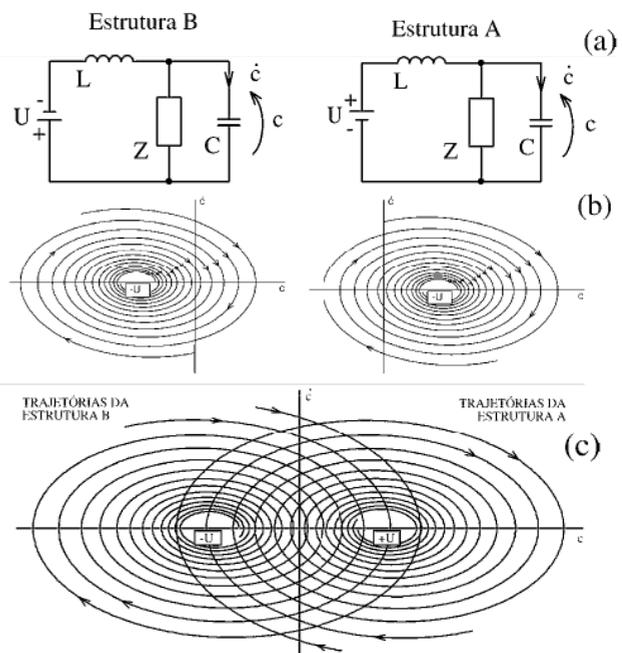


Fig. 3 - a) Estruturas; b) Trajetórias e c) Plano de Operação do Conversor.

Justificando a importância da caracterização do Plano de Operação do Conversor verifica-se na Fig. 4 a evolução de uma trajetória hipotética, orientada exclusivamente como resultado da alternância aleatória das estruturas do conversor.

III. ANÁLISE DAS TRAJETÓRIAS

No estudo do Controle por Modo Deslizante a superfície de deslizamento deve ser necessariamente caracterizada sobre o plano de fase. O deslizamento é composto pelo encadeamento dos segmentos de trajetórias das diferentes estruturas que compõem o sistema. A orientação que rege uma trajetória no plano de fase é denominada de campo vetorial. Desta forma, torna-se imprescindível uma avaliação prévia da distribuição do campo vetorial e uma análise do comportamento evolutivo das trajetórias de estado.

Na representação matricial de estados (9), a distribuição deste campo vetorial depende exclusivamente dos parâmetros associados à matriz **A**. Esta matriz é denominada matriz dos coeficientes por ser composta de relações entre os parâmetros do modelo. Assim sendo, uma vez definidos os elementos **Z**, **L** e **C**, fica estabelecido um campo vetorial que é único e independente das condições iniciais ou de excitação.

$$\dot{x} = A \cdot x + b \cdot u \quad (9)$$

Para o conversor de potência em questão, a condição de unicidade do campo vetorial é criteriosamente considerada, pois uma variação dos parâmetros resulta na alteração da sua distribuição no plano de fase. Se a variação de parâmetros for dinâmica, a variação do campo vetorial também será. Conseqüentemente a análise pode tornar-se, em determinadas situações, complexa e de difícil equacionamento. Baseando-se na análise do equacionamento das isóclinas obtém-se uma expressão que permite a determinação da distribuição do campo vetorial no Plano de Operação do Conversor.

$$\dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt} = \frac{dx_2}{dx_1} \cdot \frac{dx_1}{dt} = \frac{dx_2}{dx_1} \cdot x_2 \quad (10)$$

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{-\xi \cdot x_2 - \omega_o^2 \cdot x_1 + \omega_o^2 \cdot m}{x_2} = \beta = (\text{cte}) \quad (11)$$

$$x_2 = -\left(\frac{\omega_o^2}{\beta + \xi}\right) \cdot (x_1 - m) \quad (12)$$

A expressão (12) descreve os lugares geométricos do Plano de Operação do Conversor que possuem vetores de velocidade com mesma direção. Aplicando-se a mudança de variáveis proposta em (13) na expressão (12), faz-se coincidir os campos vetoriais das duas estruturas do conversor. Como resultado tem-se na expressão (14) uma única equação para a orientação do campo vetorial. Os pontos de equilíbrio das estruturas são então deslocados para a origem deste novo sistema coordenado.

$$x'_1 = x_1 - m \quad (13)$$

$$x_2 = -\left(\frac{\omega_o^2}{\beta + \xi}\right) \cdot x'_1 \quad (14)$$

Com a expressão (14) torna-se possível a análise isolada da distribuição do campo vetorial no plano de fase. Por definição, em um sistema linear, a existência de autovetores está associada com a relação de identidade (15), como condição necessária e suficiente.

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{x_2}{x_1} \quad (15)$$

Desenvolvendo esta identidade para o sistema particular, define-se uma expressão como sendo um índice que rege a forma da distribuição do campo vetorial no plano de fase.

$$\left(\frac{x_2}{x_1}\right)^2 = -\xi \cdot \left(\frac{x_2}{x_1}\right) - \omega_o^2 \quad ; \quad \frac{x_2}{x_1} = \beta \quad (16)$$

$$\beta^2 + \xi \cdot \beta + \omega_o^2 = 0 \quad (17)$$

$$\beta = -\frac{\xi}{2} \pm \sqrt{\frac{\xi^2}{4} - \omega_o^2} \quad ; \quad \Gamma = \frac{\xi^2}{4} - \omega_o^2 \quad (18)$$

$$K_f = \frac{\Gamma}{\omega_o^2} + 1 = \frac{\xi^2}{4 \cdot \omega_o^2} = \frac{1}{4 \cdot Z^2} \cdot \frac{L}{C} \quad (19)$$

O coeficiente de forma K_f apresenta-se em correspondência com a identidade (15), classificando diretamente o ponto de equilíbrio de acordo com o valor resultante. Cada uma das regiões definidas em torno do coeficiente unitário agrupa características semelhantes para a forma do campo vetorial. A Fig. 5 ilustra as diferentes formas de distribuição do campo vetorial com seus respectivos pontos de equilíbrio.

$K_f = 0$ - Centro : autovetores distintos, complexos com parte real nula

$K_f < 1$ - Foco : autovetores distintos e complexos

$K_f = 1$ - Estrela : autovetores coincidentes e reais

$K_f > 1$ - Nó : autovetores distintos e reais

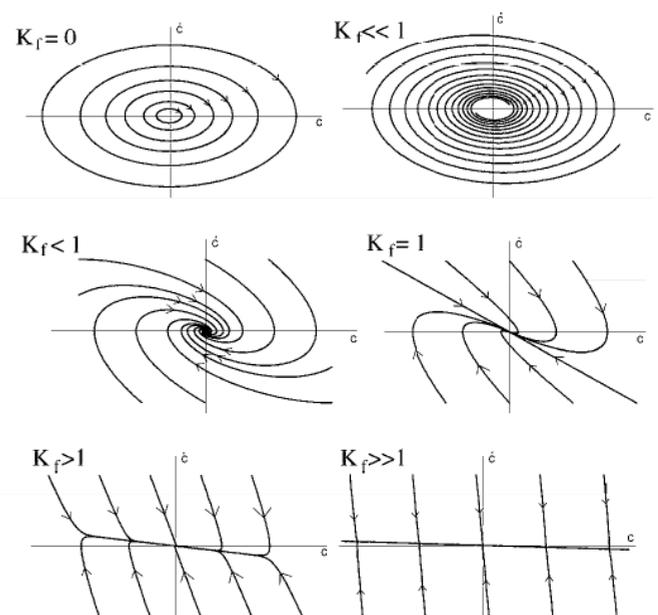


Fig. 5 - Evolução da forma do campo vetorial.

Os sistemas que possuem autovetores reais no plano de fase apresentam velocidades de trajetórias muito lentas em comparação com os sistemas cujos autovetores são complexos. Além disso, as direções das trajetórias estão alinhadas com as direções dos autovetores. Estas condições podem dificultar ou mesmo impossibilitar a ação de deslizamento.

Uma conclusão desta análise permite afirmar que a condição suficiente para que ocorra a operação por modo deslizante é a existência de autovetores complexos no plano de fase. Como consequência, o principal critério a ser considerado no dimensionamento da estrutura deve restringir o coeficiente de forma para valores inferiores à unidade.

IV. ANÁLISE DO ERRO

Todo o desenvolvimento apresentado até este ponto refere-se a análise das características de comportamento da estrutura em malha aberta. No instante em que a malha de controle é definida e fechada, é também definido o sinal de erro:

$$\varepsilon(t) = r(t) - c(t) \quad (20)$$

A expressão para o erro é dada como o resultado da diferença entre o sinal de referência $r(t)$ e o sinal de saída do conversor $c(t)$. Aplicando-se o operador derivativo na expressão (20) obtém-se:

$$\dot{\varepsilon}(t) = \dot{r}(t) - \dot{c}(t) \quad (21)$$

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

Substituindo-se as relações (20), (21) e (22) na equação diferencial característica expressa em (4), resulta:

$$\ddot{\varepsilon} = -\xi \cdot (\dot{\varepsilon} - \dot{r}) - \omega_o^2 \cdot (\varepsilon - r + m) + \ddot{r} \quad (23)$$

Sendo o erro a nova variável de estado, a caracterização de operação da estrutura e a análise das trajetórias passam a ser referenciadas através do sinal de erro e representa-se a equação diferencial (23) na sua forma de equação de estados.

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

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\xi \cdot (x_2 - \dot{r}) - \omega_o^2 \cdot (x_1 - r + m) + \ddot{r} \end{cases} \quad (24)$$

A definição do sinal de erro e sua derivada como variáveis de estado tem como consequência a caracterização do Plano de Erro. Como condição de operação do sistema, este plano irá transladar-se sobre o plano de operação do conversor toda vez que a estrutura for submetida a uma perturbação. Este translado procurará posicionar o plano de erro exatamente no ponto que satisfaça a equação (20).

V. ANÁLISE DO CONTROLADOR

Como definido inicialmente, o enfoque da análise de operação está baseado nos Sistemas a Estruturas Variáveis. Assim, o algoritmo empregado para o controle deve ser capaz

de estabelecer qual das estruturas irá dominar a operação do conversor e em que circunstâncias este domínio deve ocorrer. Sendo assim, torna-se simples e objetiva a definição de uma lei de controle para orientar o domínio das estruturas. É definida uma lei algébrica que divide o plano de erro em dois domínios. Esta lei possui a equação de uma reta e é denominada função de controle (Fig. 6). A função de controle deve passar pela origem do sistema coordenado de maneira a possibilitar a condição de erro nulo e derivada do erro também nula.

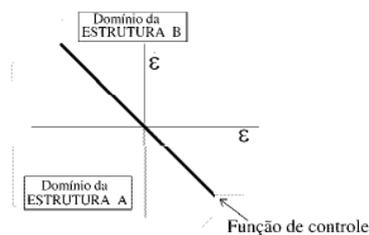


Fig. 6 - Função de controle e domínios do plano de erro.

A técnica de controle denominada Modo Deslizante é caracterizada pela orientação da evolução dos estados através de uma trajetória não inerente a quaisquer das estruturas originais. Esta trajetória é então denominada superfície de deslizamento. Para a implementação do controle por modo deslizante basta fazer-se coincidirem a superfície de deslizamento com a função de controle. A superfície de deslizamento, assim como a função de controle, é obtida através da soma de ponderações das variáveis coordenadas do plano de erro.

$$s = \alpha_1 \cdot \dot{\varepsilon} + \alpha_2 \cdot \varepsilon \quad (25)$$

A Fig. 7 ilustra o plano de erro e a respectiva função de controle, sobre a qual pronuncia-se um deslizamento hipotético. Observa-se ainda que as regiões de domínio definem sinais algébricos associando a função de controle a cada uma das estruturas. Esta figura ilustra ainda a representação através de blocos do diagrama básico que implementa a função de controle.

Através do sistema lógico, apresentado em (26), torna-se bastante clara a interpretação de como a lei de controle estabelece a definição das estruturas.

$$\begin{cases} s > 0 \rightarrow m = +U \\ s < 0 \rightarrow m = -U \end{cases} \quad (26)$$

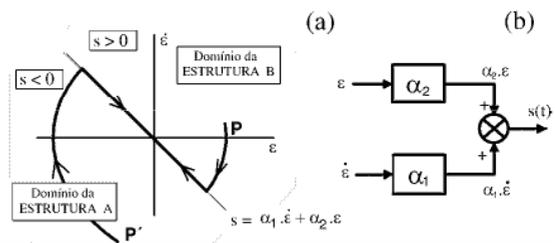


Fig. 7 - a) Função de controle ; b) Diagrama de bloco da função de controle.

Complementando este sistema lógico (26), estabelece-se que sobre a superfície de deslizamento a lei de controle é sempre nula.

$$s = \alpha_1 \cdot \dot{\varepsilon} + \alpha_2 \cdot \varepsilon = 0 \quad (27)$$

Reunindo-se os diagrama de blocos do modelo do conversor apresentado na Fig. 2.a e o modelo do diagrama do controlador apresentado na Fig. 7.b obtém-se o diagrama da estrutura conversor/controlador perfeitamente adaptada para a operação por Modo Deslizante (Fig. 8).

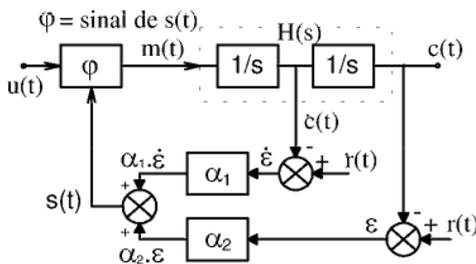


Fig. 8 - Diagrama de blocos da estrutura conversor/controlador.

Voltando-se para a função de controle (25) observa-se que os valores dos coeficientes de ponderação α_1 e α_2 influenciam diretamente na declividade da superfície de deslizamento. A relação existente entre a declividade da função de controle e o campo vetorial associado ao ponto de operação, caracteriza diferentes comportamentos para a operação de deslizamento.

A Fig. 9 ilustra alguns dos principais casos particulares envolvendo a evolução de trajetórias em resposta a uma perturbação do tipo degrau de referência.

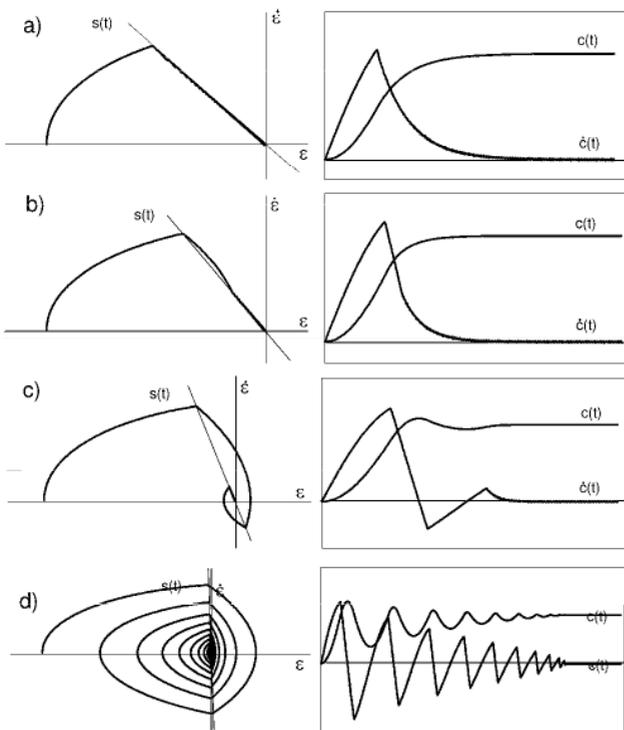


Fig. 9 - a) Deslizamento puro; b) Semi-deslizante; c) Quasi-deslizante; d) Não deslizante.

A existência do deslizamento puro está diretamente relacionada com a declividade da função de controle e a direção dos vetores de velocidade das trajetórias de estado do conversor [4]. Como condição necessária e suficiente para garantir o deslizamento a orientação dos vetores de velocidade deve estar restrita a uma direção oposta às regiões de domínio do campo na fronteira de interseção da função de controle com as trajetórias de estado.

VI. IMPLEMENTAÇÃO

O modelo proposto na Fig. 8 pode facilmente ser implementado e se comporta de modo perfeitamente adaptado a todo o desenvolvimento formulado. Os diagramas da Fig. 9 justificam esta afirmativa, pois as representações de todos os casos foram obtidas a partir de simulações numéricas.

Embora todas as linhas de análise apontem para a consolidação do método, a implementação prática não pode ser diretamente realizada. Esta restrição se dá pelo fato de que no controlador proposto a frequência de alternância das estruturas é muito elevada. Devido às limitações tecnológicas dos componentes envolvidos com a comutação, são propostas alternativas para a solução do problema em questão. Estas alternativas atuam na função de controle ampliando a largura da superfície de deslizamento através da definição de laços de histerese. A implementação do laço de histerese consiste na aplicação de duas novas funções de controle referenciadas na função original. A região do plano de fase definida entre estas duas novas funções deve ser uma região de domínio neutro. A escolha da melhor forma para esta região deve ser adaptada para cada aplicação. Para este tipo de laço, o conversor opera com limitação de frequência muito embora sua frequência continue sendo variável.

Dois tipos básicos de laços de histerese com frequência variável são apresentados na seqüência. O laço de histerese constante possui as funções de controle alternativas paralelas à função original. A sua operação e o seu diagrama de blocos, utilizando um "Flip Flop" do tipo SR, estão representados na Fig. 10. O laço de histerese proporcional possui as funções de controle alternativas centradas na origem do sistema coordenado e as declividades são distintas entre si e distintas da função original (Fig. 11).

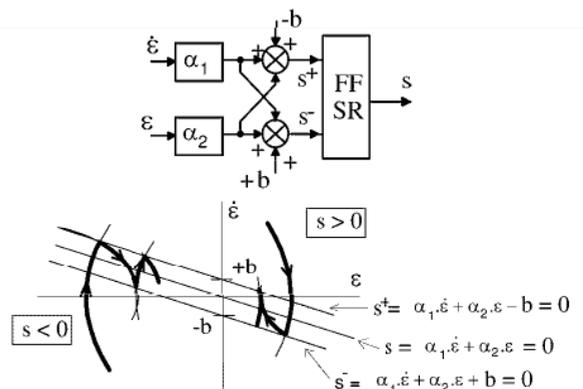


Fig. 10 - Operação e controlador com laço de histerese constante.

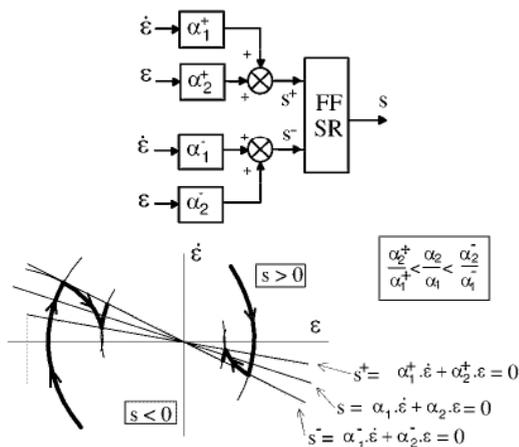


Fig. 11 - Operação e controlador com laço de histerese proporcional

A Fig. 12 ilustra um exemplo do comportamento de deslizamento dos estados no Plano de Operação do Conversor em resposta a degraus positivo e negativo do sinal de referência. Uma outra solução para a questão tecnológica consiste na imposição da operação com frequência fixa. O controlador elaborado para este caso opera com modulação por largura de pulso (PWM). A função de controle definida para este tipo de modulação estabelece uma relação de variação da razão cíclica. A Fig. 13 ilustra o controlador com operação em frequência fixa. Observa-se nesta figura o bloco proporcional G_s correspondente a um estágio de ganho.

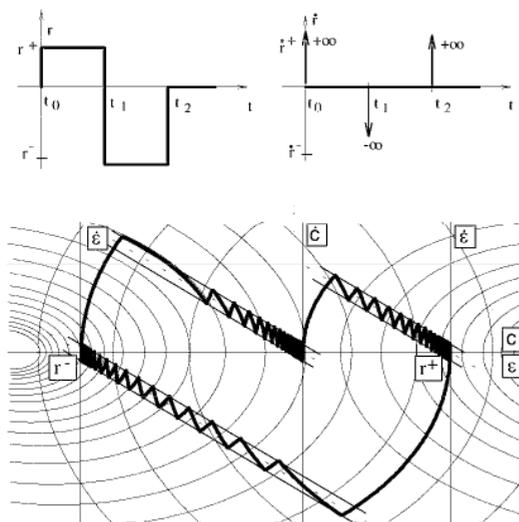


Fig. 12 - Exemplo de operação com deslizamento.

A análise desenvolvida para a operação em frequência variável pode ser estendida sem restrições para a operação em frequência fixa. As condições e os critérios para a existência de deslizamento podem também ser aplicados para este tipo de controlador. Uma avaliação mais detalhada e abrangente da topologia com operação em frequência fixa revela características bastante interessantes e que são inerentes a própria estrutura. A variável de erro somente é nula quando a referência também é nula. Caso contrário, para uma referência não nula, o erro será proporcional ao sinal de referência. Neste caso o erro passa a participar diretamente na composição do sinal de controle.

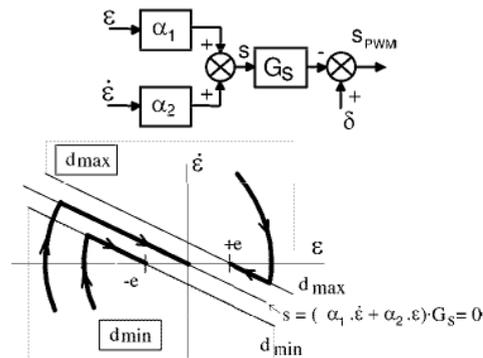


Fig. 13 - Operação e controlador para frequência fixa.

VII. SIMULAÇÃO

Todas as estruturas de controle mencionadas e descritas neste trabalho foram modeladas e simuladas numericamente. Os modelos empregados foram os mais completos possíveis de maneira a verificar a sua factibilidade e garantir a realização prática.

A estrutura ilustrada na Fig. 14 apresenta o modelo completo do conversor que opera com frequência variável e histerese constante. Na Fig. 17 está apresentado o modelo completo de um conversor operando com frequência variável e histerese proporcional. A operação com frequência fixa é implementada através da modulação PWM. O modelo completo de um conversor operando em frequência fixa é ilustrado na Fig. 19. Observa-se nesta figura o sinal de temporização $\delta(t)$ correspondente a uma função triangular simétrica.

Embora as estruturas que operam em frequência variável apresentam um implementação mais simples, a frequência de operação depende diretamente do valor da carga. Sendo assim, a operação em frequência fixa foi escolhida para a realização do modelo experimental tendo em vista uma limitação da frequência de comutação dos interruptores

As diferentes funções de controle foram simuladas para um sinal de referência na forma do degrau ilustrado na Fig. 12. A característica da carga aplicada foi estabelecida como puramente resistiva. Para esta condição observa-se o deslizamento obtido em resposta a uma perturbação do sinal de referência (Fig. 14,15; 17,18 e 19,20). Um outro conjunto de simulações verifica o comportamento das estruturas para um sinal de referência senoidal e carga não-linear. Nesta condição observa-se o deslizamento obtido em resposta a uma perturbação de parâmetros da estrutura - variação da carga (Fig. 14,16 e 19,21).

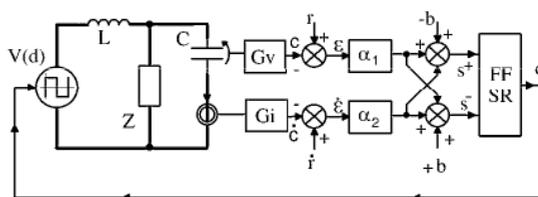


Fig. 14 - Estrutura com histerese constante e frequência variável.

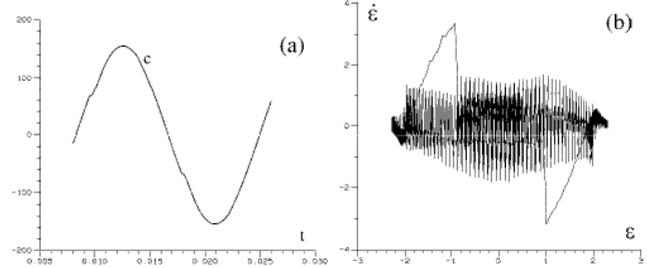
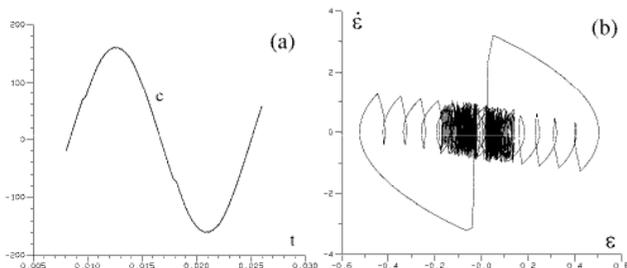
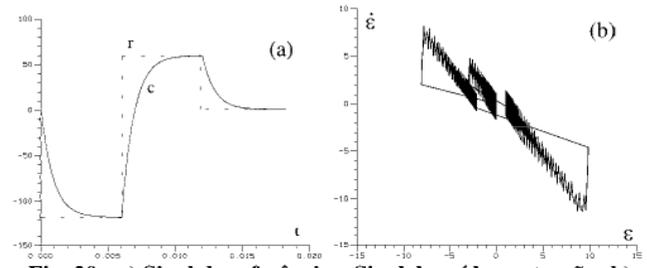
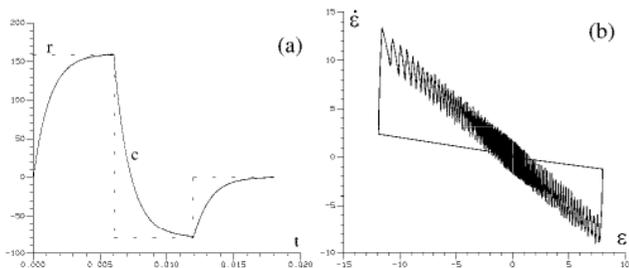
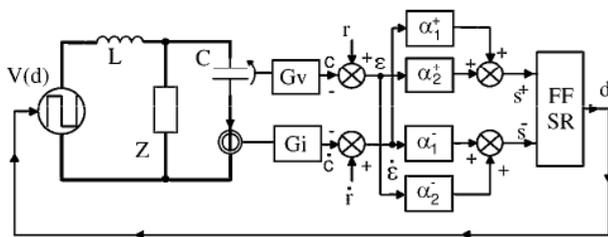


Fig. 16 - a) Sinal de saída em tensão; b) Superfície de deslizamento com histerese constante.

Fig. 21 - a) Sinal de saída em tensão; b) Superfície de deslizamento com frequência constante.



VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

A verificação do funcionamento e a avaliação do desempenho do controlador proposto foram realizadas em um modelo experimental (Fig. 22). O modelo experimental em questão possui a configuração que emprega a modulação PWM, operando com frequência fixa de comutação de 40 kHz.

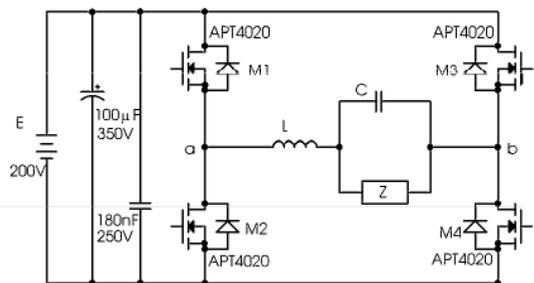
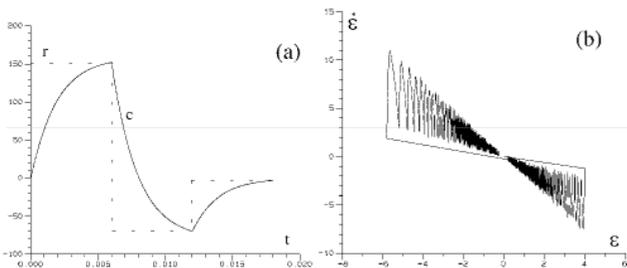


Fig. 18 - a) Sinal de referência, b) Sinal de saída em tensão; c) Superfície de deslizamento proporcional.

Fig. 22 - Circuito de potência implementado.

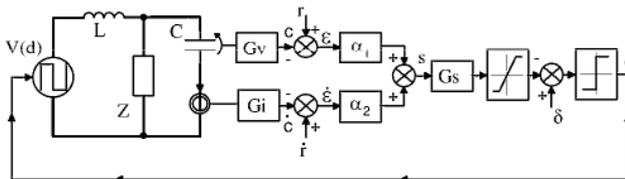


Fig. 19 - Estrutura com frequência constante (modulação do tipo PWM).

No primeiro ensaio foi aplicado ao controlador um sinal de referência com forma de onda quadrada. Conseqüentemente, a tensão na saída do conversor excursionou correspondentemente entre valores positivos e negativos com níveis bem mais elevados. O nível de potência neste ensaio foi estabelecido em 1 kW, dissipados em uma carga puramente resistiva. ($R_c=10$ ohms, $L = 600\mu\text{H}$ e $C = 22\mu\text{F}$). O enfoque deste ensaio verificou os efeitos produzidos no conjunto conversor/controlador provocados por perturbações no sinal de referência. As Fig. 23.a e Fig. 23.b apresentam detalhes da tensão de saída e do sinal de referência nos instantes exatos das transições de subida e descida respectivamente. Observa-se que os tempos de transição são muito pequenos comparativamente ao nível de potência envolvido. Observa-se na Fig. 24 a parametrização dos sinais de erro e sua derivada sobre o Plano de Erro. Esta

representação ilustra a composição das trajetórias e a superfície de deslizamento.

IX. CONCLUSÃO

O inversor implementado apresentou-se bastante simples, eficiente e robusto, demonstrando que a teoria dos Sistemas a Estruturas Variáveis está intimamente relacionada com as topologias e os modelos da Eletrônica de Potência. Os controladores apresentados possuem ordem nula, o que contribui para um aumento da dinâmica global da estrutura e uma maior segurança na questão da estabilidade. Os ganhos reduzidos das etapas somadoras e amplificadoras garantem, para frequências superiores a da comutação, uma operação linear dos amplificadores operacionais do circuito que compõe o controlador. O desempenho da operação com transitórios de referência apresentou uma resposta muito rápida e isenta de sobre-tensões ou oscilações na tensão de saída. O desempenho da operação com transitórios de carga apresentou uma resposta de corrente bastante rápida, garantindo um valor para o fator de crista reduzido. A taxa de distorção harmônica, embora não muito elevada, pode ser reduzida ainda mais com um redimensionamento dos parâmetros da estrutura.

REFERÊNCIAS

- [1] VADIN I. UTKIN - Survey Paper: Variable Structure System with Sliding Modes - IEEE Transaction on Automatic Control vol. AC-22 no. 2 - April 1977 - pp. 212-222.
- [2] CASTRUCCI e CURTI - Sistemas Não-Lineares vol. 2 - Editora Edgard Blücher LTDA. - São Paulo/Brazil- 1981.
- [3] S. V. EMELYANOV - Binary Automatic Control System - MIR Publishers - Moscow 1987.
- [4] DeCARLO, R. A. e outros - Variable Structure Control Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial - IEEE Proceedings vol. 76 no. 3 - March 1988 - pp. 212-232.
- [5] PASTORELLO Filho, W. M. - "Controle por modo deslizante aplicado a inversores de tensão", dissertação de mestrado, UFSC- Dezembro/95.
- [6] Spiazzi G., Mattavelli P., Rossetto G. and Tenti P., "General-Purpose Sliding-Mode Controller for DC/DC Converter Applications" — IEEE – Power Electronics Specialists Conference - PESC'93, pp. 609-615.

DADOS BIOGRÁFICOS

Wail Metzker Pastorello Filho, nasceu em Lins – São Paulo, em 22 de setembro de 1.962. Graduou-se em Engenharia Elétrica pela Escola de Engenharia de Lins da Fundação Paulista de Tecnologia e Educação, Lins – SP, em 1986. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, em 1995. Entre 1986 e 1991 atuou como Engenheiro de Projetos e Desenvolvimento na Coordenadoria para Projetos Especiais do Ministério da Marinha, São Paulo – SP. Neste mesmo período foi professor no curso de Engenharia Elétrica da Fundação Armando Alvares Penteado, São Paulo – SP. É professor do Depto. de Engenharia Elétrica na Escola de Engenharia de Lins, Lins – SP, desde 1988. Atualmente realiza o curso de Doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC. Sua área de interesse compreende a modelagem e o controle de conversores estáticos.

Arnaldo J. Perin nascido em Nova Prata-RS em 18/12/53. Formado em Engenharia Eletrônica em 1977 na PUC-RS, Mestrado em Engenharia Elétrica em 1980 na UFSC e Doutorado em Eng. Elétrica em 1984 no Institut National Polytechnique - Toulouse - França. Desde 1980 é Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina com o cargo de Professor Titular. Atua junto ao grupo de pesquisadores do INEP – Instituto de Eletrônica de Potência, onde já participou em projetos em conjunto com a indústria, orientou 23 dissertações de Mestrado e uma tese de doutorado e publicou em torno de 45 trabalhos em congressos no país e no exterior e é co-autor de um livro. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência com interesse em conversores estáticos de frequência e técnicas de modulação em corrente alternada.

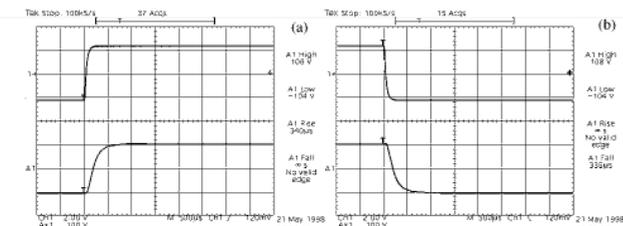


Fig. 23 - Detalhes da tensão na saída e do sinal de referência. a) Transição de subida, b) Transição de descida.

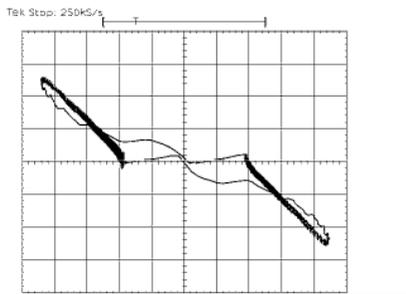


Fig. 24 - Trajetória de deslizamento.

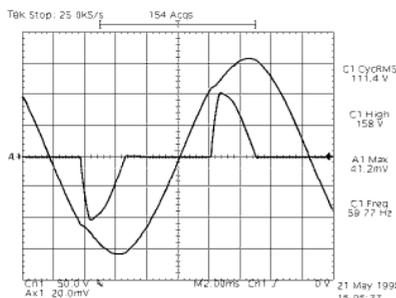


Fig. 25 - Tensão de saída do inversor e corrente não-linear de carga (50V/div e 20A/div).

No segundo ensaio a estrutura foi submetida a um sinal de referência senoidal e uma carga com característica não-linear. Esta carga, composta por uma ponte retificadora, filtro capacitivo e resistor, foi dimensionada para garantir uma dissipação de aproximadamente 600 W e possuir um fator de crista de corrente igual a 2,5 ($R_o=30$ ohms, $L = 600\mu\text{H}$ e $C = 60\mu\text{F}$ e C_o na proporção de $1.0\mu\text{F/W}$). Este ensaio teve como objetivo verificar os efeitos produzidos na estrutura por perturbações paramétricas devido às variações bruscas na carga. Como resultado deste ensaio, observa-se na Fig. 25.a as formas da tensão e da corrente na saída do inversor. O nível médio da tensão após a ponte retificadora, sobre o resistor de carga, foi medido com valor $V_o=134\text{V}$. Uma característica importante no comportamento deste controlador é a sua capacidade de saturação quando submetido a grandes perturbações, o que é uma condição ideal para situações transitórias. Nesta situação de saturação o controle fica inibido e operando no limite inferior ou superior de razão cíclica, permitindo a mais rápida evolução possível das variáveis do conversor. Uma vez que tenha diminuído o efeito da perturbação, o controlador volta a assumir sua função. A taxa de distorção harmônica total (THD%), para este ensaio, totalizou 2,9%.