

UMA NOVA ABORDAGEM DO CONTROLE DE CORRENTE DO CONVERSOR BOOST APLICADO PARA A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

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
Tel.: 048.231.9204 - Fax: 048-234.5422 - Internet: <http://www.inep.ufsc.br>

RESUMO - São apresentados os conceitos de um pré-regulador boost aplicado para a correção do fator de potência. A ênfase é dada para a obtenção do modelo do circuito de potência e para a especificação dos métodos e técnicas de controle. Uma nova abordagem para a definição do sinal de erro é introduzida resultando em controladores exclusivamente proporcionais. Este estudo procura mostrar a importância que possui uma detalhada descrição dos modelos para o controle.

ABSTRACT - This work describes the concepts of a boost pre regulator for power factor correction. The emphasis is given for the boost power circuit models and the specification for the control methods and techniques. A new approach for the error signal is introduced and the corresponding proportional controllers are employed. This study aims to show the importance of a detailed model description for control design.

I. INTRODUÇÃO

A qualidade do processamento de energia é sinônimo, não somente de topologias e componentes mas, também, de dinâmica e de estabilidade. Alcançar melhores desempenhos através da implementação de dinâmicas mais rápidas requer a aplicação de técnicas de controle bem elaboradas. Assim, a estabilidade será tanto maior quanto melhor adaptados estiverem os modelos dos controladores para suas correspondentes estruturas de potência. A dinâmica dos controladores é, na maioria dos casos, muito mais rápida do que a dinâmica das estruturas as quais estão associados. Muitas das aplicações em Eletrônica de Potência emprega controladores baseados em compensadores que apresenta termos integrativos. Normalmente, em tais conversores, a determinação das constantes de integração envolvem modelos e métodos muito limitados. Desta forma, a estabilidade é alcançada comprometendo-se a dinâmica do próprio sistema.

Os modelos dos controladores que se apresentam melhor adaptados aos conversores de potência emprega compensação exclusivamente proporcional. A complexidade dos modelos e dos métodos utilizados para a determinação das constantes do compensador se restringe à definição dos valores dos ganhos. A análise torna-se muito mais objetiva a medida em que as ferramentas utilizadas são muito mais simples. Desta forma, estabilidade e simplicidade caminha paralelamente na direção dos objetivos desejados.

2. CONVERSOR BOOS

A descrição da operação do conversor Boost depende do perfeito balanço de energia do sistema. No circuito da Fig. 1, a carga é representada através da associação de uma fonte de

tensão com um elemento puramente resistivo. A fonte está relacionada com a característica elétrica da saída do conversor, ou seja, a característica de saída em tensão. A parcela resistiva, por sua vez, está associada com o processamento de energia ativa, ou seja, a capacidade que o conversor possui de realizar Trabalho. A característica de saída do conversor Boost é obtida a partir da descrição e do equacionamento dos diferentes modos de operação [1].

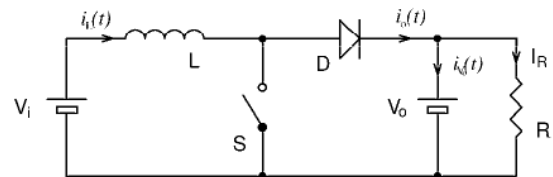


Fig. 1 - O Conversor Boost com fonte de tensão na saída.

A corrente média no modo de operação descontínuo I_{oD} está expressa na equação (1). A equação (2) expressa a característica de transferência do conversor para o modo de operação contínuo. A equação (3) descreve a corrente média I_{oB} no limiar de operação entre estes dois modos de operação.

$$I_{oD} = \frac{V_i}{2 \cdot L \cdot f} \cdot d \cdot (1-d) \quad (1)$$

onde: d = razão cíclica e f = frequência de comutação

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-d} \quad (2)$$

$$I_{oB} = \frac{V_i}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \frac{(a-1)}{a^2} \quad (3)$$

onde: $a = \frac{V_o}{V_i}$

No modelo da Fig. 2, a fonte de tensão da saída é substituída por um elemento capacitivo onde, embora possua a mesma característica elétrica da fonte de tensão, introduz um comportamento de estabilidade diferente do caso anterior. Nesta etapa de estudo a determinação exata da capacitância é considerada irrelevante. O valor da capacitância deve ser suficientemente grande para que não apresente grande variação de tensão nos seus terminais durante um período de comutação. Por outro lado, o valor desta capacitância deve ser comparativamente pequeno de tal forma que permita uma resposta rápida às variações da tensão de referência, para o controle da tensão V_o . A tensão no elemento capacitivo passa

a ser considerada como uma função do tempo. Os valores instantâneos da função $v_o(t)$ dependem exclusivamente da variação da razão cíclica $d(t)$. Desta forma, a característica de saída do conversor pode ser modelada como uma fonte de tensão variante no tempo.

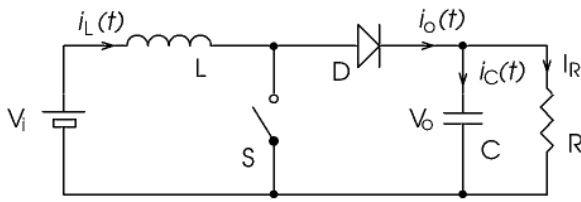


Fig. 2 - Conversor Boost com capacitor na carga.

A análise do comportamento estático aplicada para a descrição do conversor Boost apresentado na Fig. 1 pode ser estendida para o estudo do circuito apresentado na Fig. 2. Essencialmente, uma característica importante no segundo circuito é que este apresenta estabilidade natural em toda a sua faixa de operação.

A fusão dos dois modelos apresentados anteriormente corresponde a um passo evolutivo do conversor Boost. Esta fusão é obtida mediante algumas restrições aplicadas para garantir uma generalização do modelo final. O modelo generalizado do conversor Boost é denominado como Modelo Dinâmico e está apresentado na Fig. 3. Os critérios empregados para uma primeira aproximação do Modelo Dinâmico estão relacionados na seqüência.

- A forma de onda da tensão de saída $v_o(t)$ é definida por uma função cujos valores instantâneos depende exclusivamente da evolução da razão cíclica $d(t)$ com o tempo. A partir desta imposição o conversor deve, necessariamente, estar operando no modo de condução contínua da corrente no indutor.
- A frequência de comutação do interruptor S deve ser tão elevada que as ondulações de corrente ou de tensão nos elementos do circuito sejam nulas. Conseqüentemente, as variáveis contínuas presentes no conversor podem ser consideradas através de seu valor médio.
- O valor da capacitância C deve ser tal que satisfaça a condição de ondulação de tensão nula em seus terminais. Despreza-se a resistência série equivalente do capacitor e seus efeitos.

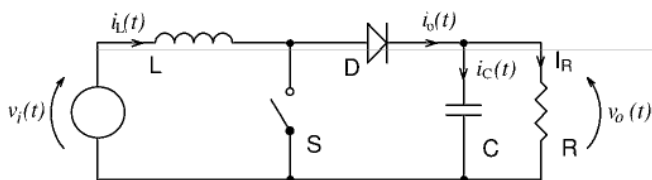


Fig. 3 - Modelo Dinâmico do conversor Boost.

No modelo dinâmico a forma de onda de tensão na fonte de entrada pode ser genérica desde que apresente somente valores positivos. Da mesma maneira, a forma de onda da tensão na saída pode ser também genérica desde que seja restrita a valores somente positivos e maiores que a entrada.

Um exemplo de aplicação para o modelo dinâmico do conversor Boost está apresentado na Fig. 4. Este circuito, que será utilizado em todo o trabalho, corresponde a um pré regulador CA-CC com capacidade para a correção do fator de potência em sua entrada. A ponte retificadora na entrada e a fonte senoidal de tensão podem ser substituídas pelo módulo de uma função senoidal.

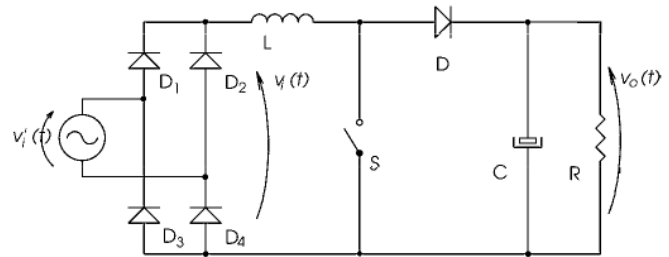


Fig. 4 - Modelo do conversor Boost CA-CC.

3. ESTABILIDADE

A estabilidade de um sistema pode ser expressa simplesmente através da condição pela qual a sua resposta deve ser limitada quando a excitação for também limitada. Para o sistema em estudo, será verificada inicialmente a estabilidade de acordo com Liapunov [2]. Este método está ilustrado na Fig. 5 e estabelece que um ponto de equilíbrio é estável desde que exista uma região $\sigma(\alpha)$ em torno deste ponto e contida e α , tal que todas as trajetórias iniciadas na região σ não ultrapassem a região α .

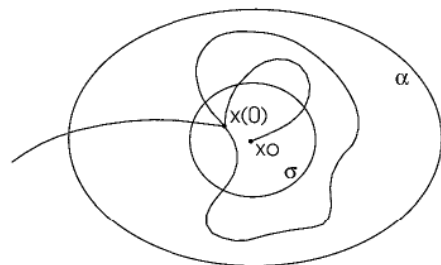


Fig. 5 - Representação da estabilidade de acordo com Liapunov.

Para o conversor da Fig. 1, a dinâmica de variação da energia é observada através da evolução da corrente no indutor $i_L(t)$, que contém toda a informação necessária e suficiente para a determinação da quantidade de energia processada pelo sistema. Na presença de uma perturbação o equilíbrio é abalado e a condição de estabilidade do sistema influencia diretamente a operação do conversor. Conforme a Fig. 6, aplicando-se um pequeno acréscimo Δt em t_c produz-se uma variação infinitesimal da razão cíclica, que não prejudica o seu ponto de operação. Em outras palavras, os valores das fontes de tensão, tanto na entrada quanto na saída do conversor, permanecem constantes. As derivadas de corrente no elemento indutivo também permanece inalteradas. Com este incremento $(t_c + \Delta t)$ observa-se um pequeno aumento da corrente máxima ($I_{LM} \rightarrow I'_{LM}$) no elemento indutivo. Ao final de um período de operação, o valor mínimo da corrente também é acrescido de um pequeno incremento ($I_{Lm} \rightarrow I'_{Lm}$). O aumento dos valores máximo e mínimo da corrente no indutor produz um aumento

incremental no seu valor médio, que é cumulativo e apresenta uma tendência de crescimento a cada ciclo de operação. O valor da corrente média crescerá indefinidamente enquanto permanecer a perturbação na razão cíclica ($d+\Delta d$). Verifica-se em (4) que não há limites para o valor da corrente média no indutor e conseqüentemente não haverá limites para o aumento de energia processada pelo sistema. Como não existem limites para o valor máximo de energia processada pelo conversor pode-se concluir que nesta condição o sistema é instável. Por outro lado, observa-se que uma vez cessada a perturbação, o efeito de instabilidade também desaparece.

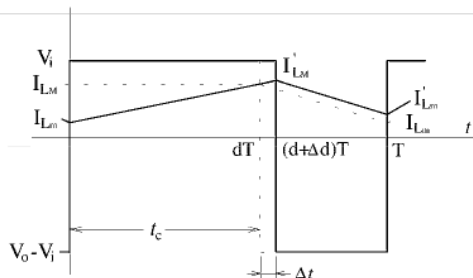


Fig. 6 - Formas de onda de tensão e de corrente no indutor. Perturbação no sistema - Incremento na razão cíclica.

$$I'_L = I_L + \frac{(V_i + V_o)}{2 \cdot L} \cdot \Delta t - \frac{V_o}{2 \cdot L \cdot T} \cdot (t_c + \Delta t) \cdot \Delta t \quad (4)$$

Aplicando-se agora um pequeno decréscimo Δt em t_c produz-se uma variação infinitesimal da razão cíclica (Fig. 7). Da mesma forma que no caso anterior, a presença de uma perturbação na razão cíclica não prejudica o ponto de operação deste modelo do conversor Boost. Com a introdução desta redução ($t_c - \Delta t$), observa-se uma pequena diminuição da corrente máxima ($I_{LM} \rightarrow I''_{LM}$) no elemento indutivo. Ao final de um período de operação, o valor mínimo da corrente também é decrementado ($I_{Lm} \rightarrow I''_{Lm}$). A redução dos valores máximo e mínimo da corrente no indutor produz uma redução no seu valor médio que possui um efeito cumulativo e apresenta uma tendência de redução do seu valor a cada ciclo de operação. O valor médio da corrente diminuirá progressivamente até que seja atingido o Modo Crítico de Condução de Corrente no Indutor. O conversor permanecerá em operação no Modo de Condução Crítica ainda que persista a perturbação resultante de uma única redução infinitesimal da razão cíclica. Este modo de operação impõe um limite para a redução do valor da corrente média no indutor, que mantém-se indefinidamente em um valor finito e não nulo, limitando assim a quantidade de energia processada pelo conversor. Este valor mínimo de corrente estabelece um novo ponto de equilíbrio e garante a estabilidade do sistema. Assim, qualquer perturbação que produza um decréscimo infinitesimal na razão cíclica conduzirá a um ponto de equilíbrio que é único e depende exclusivamente dos parâmetros do conversor.

A diminuição progressiva da quantidade de energia processada pelo sistema pode ser verificada através de (5). Levando esta expressão ao limite pode-se determinar o valor mínimo de corrente média no indutor e, conseqüentemente, a mínima quantidade de energia processada pelo sistema. Observa-se neste comportamento do conversor que,

independentemente da permanência da condição de perturbação, o sistema permanece sempre estável.

$$I'_L = I_L - \frac{V_i}{2 \cdot L} \cdot \Delta t \quad (5)$$

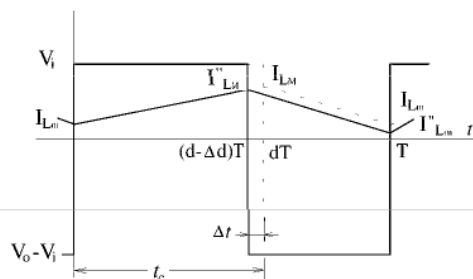


Fig. 7 - Perturbação no sistema - Decremento na razão cíclica.

4. CONTROLE

Além das variações paramétricas as quais um conversor pode estar submetido, considera-se ainda possível que o seu ponto de operação possa apresentar uma dinâmica própria. Neste caso, a evolução do ponto de operação é associada a uma característica particular e descrita individualmente para cada aplicação. Para cada um dos modelos apresentados anteriormente como implementação da topologia Boost é aplicada uma malha de controle correspondente. As malhas apresentam características próprias que estão adaptadas exclusivamente ao seu respectivo modelo.

A primeira proposta para a malha de controle é aplicada ao modelo do conversor Boost que emprega uma fonte de tensão na carga (Fig. 8). O seu ponto de operação é fixo e invariante no tempo uma vez que os valores das tensões na entrada e na saída do conversor são impostos através de fontes também fixas e invariantes. A variável preponderante corresponde à corrente na fonte de tensão de entrada. Devido aos aspectos topológicos a corrente que circula através do indutor $i_L(t)$ é a mesma corrente na entrada do conversor e por este motivo é escolhida como a variável controlada. O objetivo desta malha é impor uma forma de onda para a corrente de entrada, idêntica à forma de onda do sinal de referência $r_1(t)$.

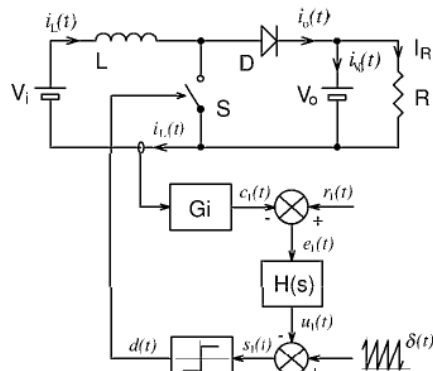


Fig. 8 - Conversor Boost e malha de controle de corrente.

Na segunda implementação da malha de controle o modelo do conversor Boost emprega um capacitor na carga (Fig. 9). O seu ponto de equilíbrio é estável e é estabelecido em conseqüência da associação dos elementos resistivo e

capacitivo para a composição da carga. Assim, para cada ponto de operação do conversor haverá sempre um correspondente ponto de equilíbrio e, conseqüentemente, o seu modelo é considerado um sistema estável. Para esta configuração do conversor Boost a variável a ser controlada é a tensão na saída $v_o(t)$. A dinâmica de variação desta variável depende da variação da fonte de tensão de entrada e dos parâmetros do conversor. O principal objetivo desta malha de controle é estabelecer uma forma de onda para a tensão de saída $v_o(t)$, não necessariamente contínua, que seja compatível com a dinâmica do conversor.

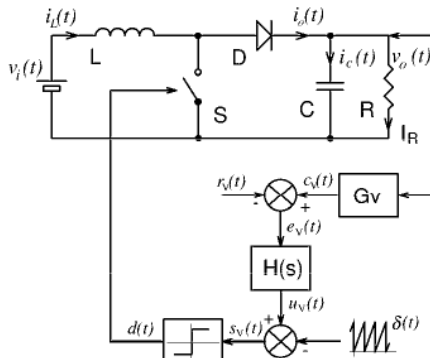


Fig. 9 - Conversor Boost e malha de controle de tensão.

Em ambos os exemplos, as malhas de controle são análogas e apresentam blocos perfeitamente realizáveis. Por outro lado, tanto as variáveis envolvidas no processo de controle quanto a característica da compensação em malha fechada são distintas para cada caso. A modulação empregada nos exemplos está adaptada para ambas as configurações.

5. DINÂMICA DE ALTA FREQUÊNCIA - MALHA DE CORRENTE

A definição da forma de onda na entrada do conversor é obtida a partir da composição de segmentos das variáveis do sistema. Esta malha está diretamente associada com a dinâmica de alta frequência pelo fato de que a evolução destes segmentos ocorrem na ordem de grandeza do período de comutação do interruptor. A forma de onda desejada será tanto melhor reproduzida quanto menor forem as constantes de tempo do circuito e mais alta for a frequência de comutação. A definição adequada da equação de erro assume um aspecto importante para a obtenção dos resultados, pois está diretamente associada com a dinâmica de operação do conversor. Além disso, esta definição reflete sobre o ponto de operação do conversor e a sua capacidade de transferência de potência, sendo também associada com uma dinâmica de operação em baixa frequência.

5.1 ERRO ESTACIONÁRIO CONSTANTE

Define-se como *Erro Estacionário Constante* a condição para a qual o erro permanece invariante em regime permanente, ou seja, na ausência de perturbações o seu valor instantâneo é constante. O controle que estabelece esta condição é descrito a partir de duas configurações distintas de blocos, cada qual implementando uma correspondente equação para a variável de erro $e(t)$. Os comportamentos das malhas são avaliadas a partir da aplicação de uma

perturbação em um ponto genérico de equilíbrio. Durante o intervalo transitório que se segue, todas as variáveis evoluem para uma nova condição de equilíbrio e as conclusões podem então ser elaboradas para cada um dos diferentes comportamentos. Partindo-se da configuração para a malha de controle apresentada na Fig. 8 define-se inicialmente a equação do erro de acordo com (6). O diagrama de blocos simplificado está apresentado no diagrama da Fig. 10, onde o bloco compensador é definido como sendo exclusivamente proporcional, ou seja, apresenta um ganho fixo H_o . O sinal $\delta(t)$, denominado como sinal de temporização corresponde, neste caso, a uma função dente de serra positiva.

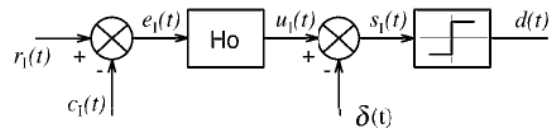


Fig. 10 - Diagrama de blocos da malha clássica de controle de corrente.

$$e_1(t) = r_1(t) - c_1(t) \quad (6)$$

A análise do comportamento desta malha de controle é elaborada sobre um diagrama temporal que abrange duas perturbações hipotéticas do sistema. Observa-se no diagrama da Fig. 11 que até o instante t_1 , todas as variáveis apresentam-se estáveis e definem o ponto de operação inicial. No instante t_1 , é introduzida a primeira perturbação na forma de um degrau ascendente no sinal de referência de corrente $r_1(t)$. O sistema responde atingindo um novo ponto de equilíbrio e definindo um valor para a variável de erro, maior que o valor inicial. No instante t_3 é introduzida uma segunda perturbação na forma de um degrau descendente no sinal de referência. Em resposta a esta perturbação o sistema define, a partir do instante t_5 , um terceiro ponto de equilíbrio cujo valor para o sinal de erro é diferente dos valores anteriores.

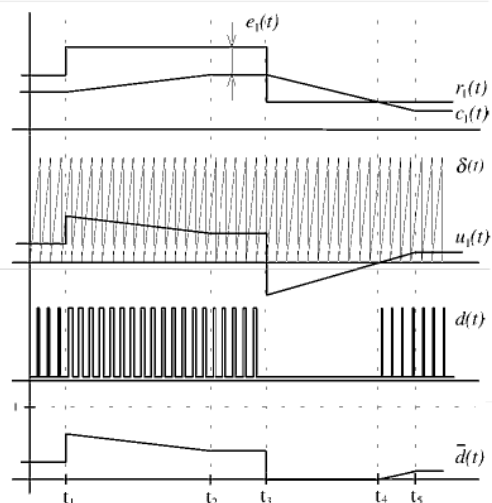


Fig. 11 - Diagrama temporal das variáveis do sistema.

Observa-se claramente a existência de intervalos que apresentam a saturação da razão cíclica. A condição de saturação é perfeitamente normal e ocorre para perturbações de grande amplitude. O comportamento da saturação da razão cíclica é explorado com o intuito de aumentar a resposta dinâmica do conversor. Analisando a equação de erro, pode-

se observar que um aumento deliberado da corrente no indutor $i_L(t)$ produz uma diminuição no valor do sinal de erro $e_I(t)$. Com a diminuição do valor do erro ocorre uma redução no valor da razão cíclica $d(t)$ e, conseqüentemente, a correção do valor da corrente no indutor. Este comportamento pode ser interpretado como uma condição natural de estabilidade da malha de controle. O conjunto de equações (7) descreve resumidamente o comportamento descrito acima e é exclusivo para a malha de controle apresentada. A utilização destas equações facilita a verificação analítica da estabilidade do sistema. Observa-se ainda a presença de um comportamento de realimentação negativa que é característico dos sistemas estáveis.

$$\begin{cases} e_I(t) = r_I(t) - c_I(t) \\ u_I(t) \propto e_I(t) \\ d(t) \propto u_I(t) \\ i_L(t) \propto d(t) \end{cases} \quad (7)$$

Seja analisada a mesma configuração para a malha de controle apresentada na Fig. 8 implementando uma diferente expressão para o erro. A nova proposta para o sinal de erro $e_{Ia}(t)$ está definida na equação (8).

$$e_{Ia}(t) = c_I(t) - r_I(t) \quad (8)$$

Esta nova equação do erro $e_{Ia}(t)$ corresponde simplesmente a uma inversão do sinal algébrico na equação $e_I(t)$ definida anteriormente. Desta forma, pode-se expressar:

$$e_{Ia}(t) = -e_I(t) \quad (9)$$

Para a implementação desta nova definição do erro é realizada uma **reorganização nos sinais algébricos dos blocos somadores da malha de controle**. A interpretação da equação do erro está representada na Fig. 12. Observa-se no diagrama temporal da Fig. 13 que o comportamento desta malha de controle é bastante semelhante ao caso anterior. E resposta às perturbações, as variáveis do sistema evoluem de maneira a definir valores para a variável de erro que determinem novos pontos de operação e restabeleçam a condição de equilíbrio. Os intervalos com saturação no valor da razão cíclica são também previstos e ocorrem com maior incidência devido às próprias características da malha.

— Analisando a equação de erro pode-se facilmente observar que qualquer aumento da corrente no indutor $i_L(t)$ produz um aumento no valor do sinal de erro $e_{Ia}(t)$. Com o aumento do valor do erro ocorre uma redução no valor da razão cíclica $d(t)$ e, conseqüentemente, a correção do valor de corrente no indutor. Este comportamento pode ser interpretado como uma condição natural de estabilidade desta malha de controle. As expressões apresentadas no sistema de equações (10) são exclusivas para esta malha de controle e são utilizadas para facilitar a análise do comportamento de estabilidade do sistema. O ponto que estabelece a característica de realimentação negativa está presente em um diagrama de blocos diferente do caso anterior. Esta característica é introduzida através do complemento de uma função e não com a inversão do seu sinal algébrico. A função de razão cíclica é então definida como o complemento do sinal de erro

e a operação do conversor é denominada como *Modo de Operação Complementar*.

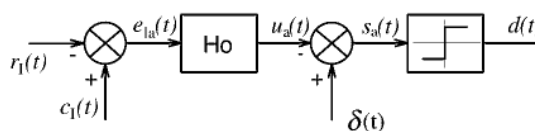


Fig. 12 - Diagrama de blocos da malha proposta de controle de corrente.

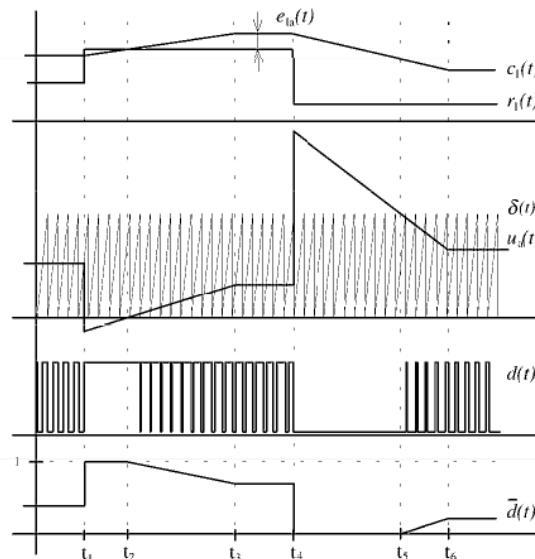


Fig. 13 - Diagrama temporal das variáveis do sistema.

$$\begin{cases} e_{Ia}(t) = c_I(t) - r_I(t) \\ u_{Ia}(t) \propto e_{Ia}(t) \quad (0 \leq u_{Ia}(t) \leq 1) \\ d(t) \propto 1 - u_{Ia}(t) \\ i_L(t) \propto d(t) \end{cases} \quad (10)$$

Existem ainda algumas particularidades distintas na operação das malhas de controle descritas anteriormente. Estas características adicionais são também decorrentes das diferentes definições da equação do erro. Assim, os demais aspectos do comportamento destes sistemas serão abordadas juntamente com a análise de erro estacionário variável.

5.2 ERRO ESTACIONÁRIO VARIÁVEL

Considere-se o circuito pré regulador CA-CC apresentado na Fig. 4, onde a fonte de entrada corresponde a própria rede elétrica. Portanto, a ação de corrigir o fator de potência desta fonte corresponde a imposição de uma forma de onda senoidal para a sua corrente que esteja em fase com a tensão.

A função de referência de corrente $r_I(t)$ é obtida diretamente da função de tensão de entrada. Devido ao fato de que o conversor Boost proposto opera somente no primeiro quadrante do processamento de potência, este sinal de referência deve ser amostrado após a ponte retificadora de entrada. O ponto de operação deve garantir a característica de transferência do conversor, impondo uma dinâmica para a variação da razão cíclica. A tensão na entrada apresenta uma variação senoidal retificada e a tensão na carga é constante. Como a relação entre estas duas tensões é regida pela equação (11) estabelece-se naturalmente a dinâmica para a

função de razão cíclica $d(t)$. A equação (14) descreve uma lei restritiva para a evolução desta variável do sistema. O comportamento de sua variação no tempo está apresentado na Fig. 14. Ou seja, a razão cíclica varia senoidalmente mas de forma complementar. Os seus valores máximos são atingidos nos pontos de passagem por zero de tensão e os valores mínimos são estabelecidos nos pontos correspondentes aos picos de tensão da rede.

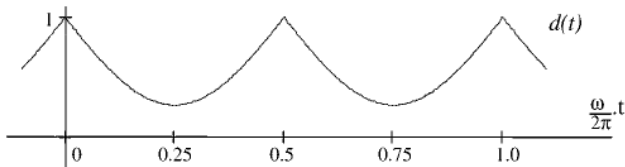


Fig. 14 - Forma de onda para o comportamento ideal de variação da razão cíclica.

$$\frac{v_o(t)}{v_i(t)} = \frac{1}{1-d(t)} \quad (11)$$

$$v_i(t) = V_i \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)| \quad (12)$$

$$v_o(t) = V_o \quad (13)$$

$$d(t) = 1 - \frac{V_i}{V_o} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)| \quad (14)$$

Para o primeiro modelo da malha de controle apresentado na Fig. 10 a variável de erro é caracterizada pela equação (6). A aplicação do sinal de referência de corrente $r_1(t)$ com uma forma de onda senoidal retificada estabelece uma evolução para as variáveis do sistema de acordo com a Fig. 15. A análise do comportamento destas variáveis é orientada através do sistema de equações (7).

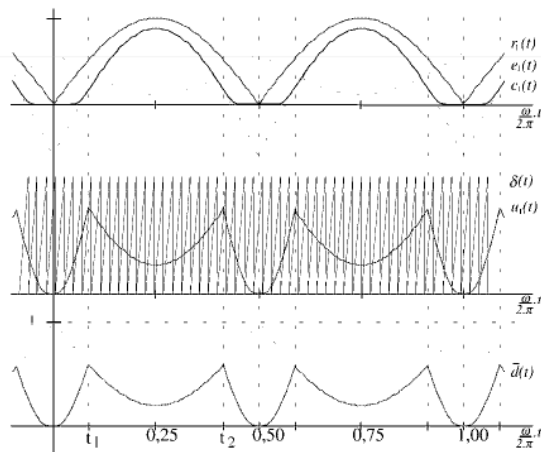


Fig. 15 - Formas de onda para a primeira malha de corrente do pré-regulador Boost.

O sinal de referência é proporcional à tensão de entrada e possui a mesma forma de onda. No instante em que este sinal passa pelo valor nulo, todas as demais variáveis do sistema também são nulas. Dados os valores de referência e da corrente no indutor nulos, resulta em um erro e razão cíclica também nulos. A razão cíclica nula na passagem por zero do sinal de referência não corresponde à dinâmica descrita para o comportamento ideal desta função. Esta condição implica em uma descaracterização da operação desejada para o

conversor. A imposição da forma de onda de corrente adequada para a correção do fator de potência não pode ser plenamente implementada. Verifica-se que, a medida em que a referência evolui, o sinal de erro acompanha esta evolução aumentando seu valor, independentemente da corrente no indutor. O aumento progressivo do sinal de erro produz um aumento do valor da razão cíclica. Como consequência, ocorre uma lenta evolução da corrente no indutor. A medida em que as variáveis vão evoluindo a equação de definição do erro vai sendo determinada. No instante t_1 , a malha de controle é totalmente efetivada, passa a orientar a evolução das variáveis e, então, os valores das variáveis do sistema são suficientes para garantir a dinâmica de evolução do ponto de equilíbrio. No instante t_2 ocorre novamente a descaracterização da malha de controle. As variáveis do sistema já não são suficientes para garantir o balanço da equação de erro e o valor de razão cíclica cai rapidamente. O conversor passa a operar de forma idêntica à condição inicial. Na Fig. 15 observa-se através das curvas pontilhadas a representação da condição desejada para a evolução das variáveis. Analisando o balanço da equação de erro verifica-se a necessidade de um valor negativo para a corrente no instante da passagem por zero do sinal de referência, o que não é uma condição natural para a operação do conversor Boost.

Para o segundo modelo da malha de controle apresentado na Fig. 12, a variável de erro é caracterizada pela equação (8). A forma de onda do sinal de referência é idêntica ao caso anterior e as formas de onda das demais variáveis são apresentadas na Fig. 16.

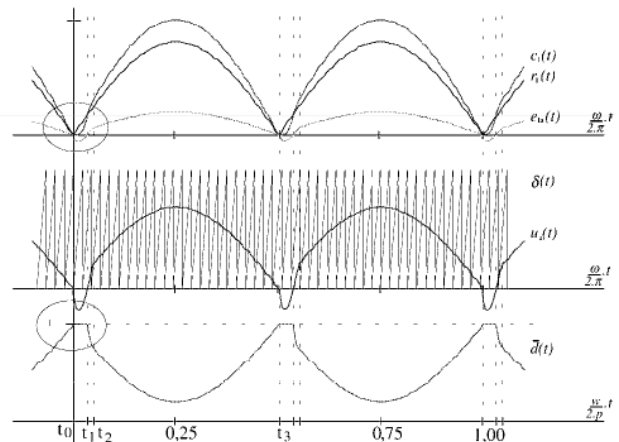


Fig. 16 - Formas de onda para a segunda malha de corrente do pré-regulador Boost

Da mesma forma que no caso anterior, o sinal de referência acompanha a evolução da tensão retificada de entrada. No instante t_0 a tensão de entrada passa pelo valor nulo e tanto o sinal de referência quanto a corrente no indutor são identicamente nulos. Como consequência, o erro também assume um valor nulo. Neste caso, porém, a condição de erro nulo implica em um valor unitário para a razão cíclica. Esta relação entre o valor do erro e o valor da razão cíclica é dada pela característica complementar do controlador. Sendo assim, este aspecto de complementaridade do controlador situa perfeitamente a sua atuação com a dinâmica de evolução

do ponto de operação. O interruptor do circuito de potência é mantido em permanente condução devido ao valor unitário da função de razão cíclica. Como o controlador ainda não entrou em operação, o conversor fica submetido a um transitório senoidal livre. Durante este pequeno período transitório a corrente no indutor evolui rapidamente. Dependendo do valor do elemento indutivo, este período transitório pode ser bastante curto. Devido à rápida evolução da corrente, a equação do erro pode ser prontamente estabelecida. No instante t_1 , a função de erro é verificada e todas as condições são satisfeitas para que o controlador assuma a orientação de evolução das variáveis. Esta condição de operação é mantida até que novamente a tensão da rede passe por um valor nulo. Observa-se que a forma da função de razão cíclica é praticamente idêntica à forma descrita teoricamente como sendo a ideal. Na passagem da referência pelos pontos de valor nulo existem pequenos intervalos de distorção. Nestes pontos a razão cíclica é definida e sustentada com valor unitário. Embora este comportamento diverge da função ideal apresentada na Fig. 14, esta condição pode ser considerada irrelevante frente a expressiva reprodutibilidade da característica desejada.

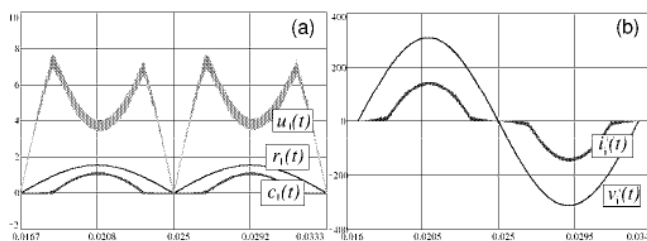


Fig. 17 - Formas de onda para a primeira malha de controle de corrente.

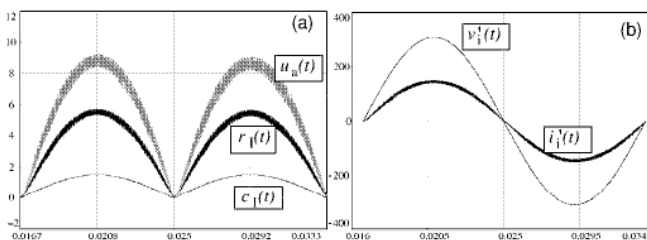


Fig. 18 - Formas de onda para a segunda malha de controle de corrente.

Os dois modelos de controladores propostos para a malha de corrente foram implementados através de simulação numérica. A Fig. 17 ilustra o comportamento do modelo proposto na Fig. 10, assim como a Fig. 18 ilustra o comportamento do modelo proposto na Fig. 12. As formas de onda da Fig. 17.a e da Fig. 18.a representam o sinal de referência $r_1(t)$, a corrente amostrada do indutor $c_1(t)$ e o sinal de erro $u_1(t)$. As formas de onda da Fig. 17.b e da Fig. 18.b representam a tensão e a corrente na entrada do conversor.

6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A nova abordagem de controle para a correção do fator de potência foi implementada em um pré-regulador Boost convencional. Para simplificar a realização do protótipo o conversor usa comutação dissipativa nos interruptores. Devido a esta condição a potência foi limitada e

aproximadamente 400W. Todos os experimentos foram realizados com enfoque apenas nos aspectos de controle e não nos de comutação.

Na Fig. 19 o controle da corrente está integrado com o controle da tensão. Embora o controle da tensão tenha sido implementado, foi inibido para eliminar sua influência na avaliação da malha de corrente. Os blocos correspondentes da malha de tensão estão representados com linhas tracejadas. Considerando que a malha de tensão não está sendo usada, com as variações da carga aplicada, o valor médio da tensão de saída se altera.

Para a determinação dos componentes do conversor do projeto foi utilizada a metodologia da referência [3]. O valor da indutância do Boost foi definido como $L=1,5mH$. A capacitância de saída do conversor foi arbitrada com valor grande para garantir a característica de uma fonte de tensão, $C_o=750\mu F$. A tensão eficaz de entrada foi escolhida igual a $V_{AC}=110V$ e a tensão de saída aproximadamente $V_o=400V$. O valor da resistência de carga aplicada durante as experiências variou entre $25\% < R_o < 100\%$. Para $H(s)$ utilizou-se um ganho unitário e verificou-se que sua variação, em torno deste valor, pouco influencia na malha de corrente.

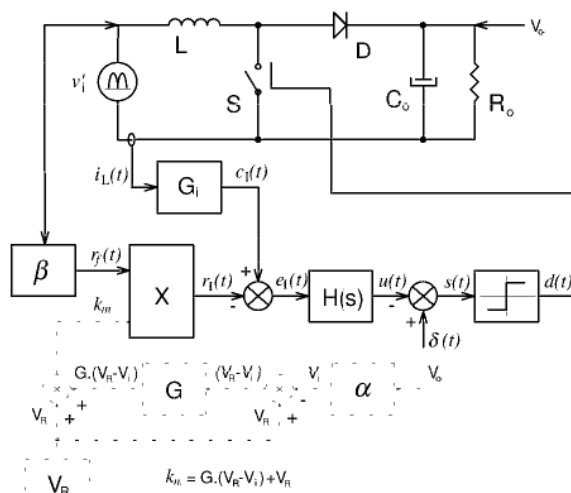


Fig. 19 - Diagrama de blocos do controle da corrente.

A Fig. 20 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada $R_o=378\Omega$ (100% do valor nominal). Observa-se que a corrente reproduz fielmente a forma da tensão. A taxa de distorção harmônica resultou muito pequena ($<4\%$) e a ondulação na forma de onda de corrente está bastante reduzida, possibilitando o uso de um pequeno filtro adicional na entrada.

A Fig. 21 ilustra a forma de onda de referência $r_1(t)$ e a amostra da corrente $c_1(t)$. Estes dois sinais criam o erro $e_1(t)$ que é aplicado ao controle do conversor. A diferença de fase entre estes dois sinais garante um fator de deslocamento $>0,997$, resultando em um fator de potência $>0,995$. Ainda é observado nesta ilustração uma distorção ("cusp") [3] presente no sinal $c_1(t)$. O intervalo de tempo da distorção está bastante reduzido em função do valor da indutância escolhida para o indutor Boost.

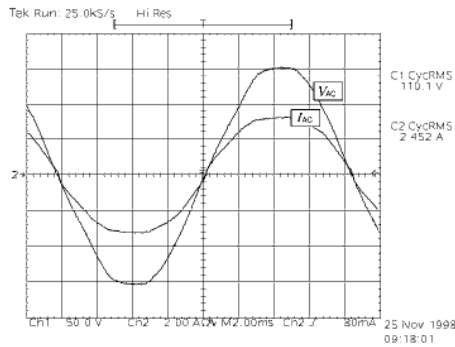


Fig. 20 - Corrente e tensão da entrada para 100% da carga nominal.

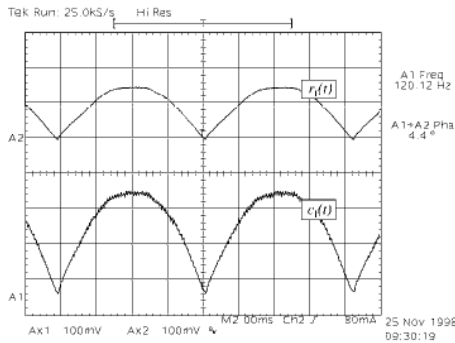


Fig. 21 - Referência e amostra da corrente do controle.

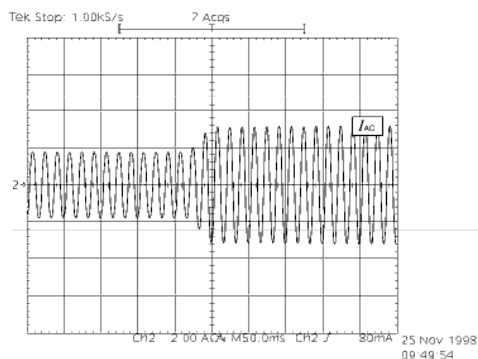


Fig. 22 - Corrente na entrada para um transitório na carga.

A Fig. 22 ilustra o intervalo no qual aplica-se uma variação da corrente de entrada produzida por uma variação brusca de carga na saída do conversor. Observa-se que a ação do controle provê uma rápida resposta dinâmica se distorção da forma de onda. Esta característica garante um fator de potência elevado durante grandes variações de carga.

7. CONCLUSÃO

Uma abordagem da análise baseada nesta nova proposta para a definição do erro conduz às seguintes conclusões:

A operação da malha de controle de corrente neste sistema não necessita de compensação em frequência. O compensador para esta malha de controle é definido como um bloco exclusivamente proporcional. Este bloco apresenta uma função de transferência correspondente a um ganho constante. Devido ao fato de que um bloco proporcional não introduz atrasos na malha, a dinâmica de operação do controlador torna-se extremamente rápida e seu desempenho é sensivelmente melhorado. Como resultado deste aumento da dinâmica e do desempenho do conversor obtém-se uma excelente reprodutibilidade da forma de onda de corrente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SCHLECHT, M. F. and MIWA B. A. - Active Power Factor Correction, IEEE - Transactions on Power Electronics, vol. PE-2, no. 4, October 1987.
- [2] VIDYASAGAR, M - Nonlinear Systems Analysis - second edition- 1993 - Prentice Hall, Englewood Cliffs - New Jersey.
- [3] TODD, PHILIP C. - UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design - Unitrode Application Note U-134, Merrimack, NH, EUA, 1996.
- [4] HULIEHEL, F. A., LEE, F. C. and CHO, B. H. - Small signal Modeling of the Single-Phase Boost High Power Factor Converter With Constant Frequency Control, IEEE - PESC 1992 Records, pp. 475-482.
- [5] ZHOU, C., RIDLEY, R. B. and LEE F. C. - Design and Analysis of Active Unity Power Factor Correction Circuit - VPEC Seminar Proceeding, 1989, pp. 98-107.
- [6] Vogelsanger, J. P., Pastorello Filho, W. M. e Perin, A. J. - Conversor boost para correção de fator de potência com controle por compensação proporcional, III Seminário de Eletrônica de Potência - Florianópolis/SC - Novembro 1996.

DADOS BIOGRÁFICOS

Wail Metzker Pastorello Filho, nasceu em Lins - São Paulo, em 22 de setembro de 1962. 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. Atua junto ao grupo de pesquisadores do INEP - Instituto de Eletrônica de Potência, onde já participou em projetos em conjunto com a indústria, orientou 25 dissertações de Mestrado e uma tese de doutorado e publicou em torno de 60 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.