

CONTRIBUIÇÕES AO CONTROLE *CURRENT PROGRAMMED MODE* (CPM) APLICADO A CONVERSORES CC-CC

Rogério Luiz da Silva Júnior, Mauricio Dalla Vecchia, André Luís Kirsten, Telles Brunelli Lazzarin
Instituto de Eletrônica de Potência - INEP - UFSC, Florianópolis – SC, Brasil
e-mail: jr.eletricafln@gmail.com, m.dalla@posgrad.ufsc.br, kirsten.andre@gmail.com, telles@inep.ufsc.br

Resumo – Apesar de muito difundido na indústria, a estratégia de controle CPM aplicada a conversores CC-CC carece de discussões científicas e uma completa metodologia de projeto para sua correta implementação. Neste contexto, este artigo contribui com uma metodologia para a modelagem e o projeto do controle CPM para os conversores CC-CC *Buck* e *Forward*, destacando os desafios existentes em cada um deles. O modelo dos conversores considerando frequências subharmônicas é apresentado, além da consideração da corrente de magnetização como uma rampa externa de compensação no sistema de controle. A modelagem final do conversor *Forward* foi validada via simulação no circuito comutado e no espectro da frequência. Resultados de simulação e experimentais para validação da estratégia de controle discutida são apresentados para os seguintes parâmetros de projeto: 400V-24V de tensão de entrada e saída, 100 kHz de frequência de comutação e 200 W de potência.

Palavras-chave – Controle por Corrente Programada, Conversor *Buck*, Conversor *Forward*.

CONTRIBUTIONS TO THE CURRENT PROGRAMMED MODE (CPM) CONTROL APPLIED TO DC-DC CONVERTERS

Abstract – Although very widespread in industry, the CPM control strategy applied to DC-DC converters lack scientific discussions and a complete design methodology for correct implementation. In this context, this paper contribute with a methodology for modelling DC-DC *Buck* and *Forward* converters besides presenting the CPM control design to apply in these circuits. The challenges faced during modelling and control of these structures are also presented herein. The modelling considers the subharmonic frequencies and the magnetization current as an external compensation ramp in the control system. The final modelling of the *Forward* converter was validated by simulation in time and the frequency domains. Simulated and experimental results to validate the control strategy are presented for the following circuit parameters: 400 V - 24 V of input-to-output voltage, 100 kHz of switching frequency and 200 W of output power.

Keywords – *Buck* Converter, Current Programmed Control, *Forward* Converter.

I. INTRODUÇÃO

A demanda por conversores CC-CC tem crescido significativamente nas últimas décadas devido ao aumento de sistemas, equipamentos e redes CC. Aplicações para acionamentos elétricos, veículos elétricos, tração elétrica, energias renováveis e fontes auxiliares são alguns exemplos nos quais os conversores CC-CC estão presentes. Dependendo da aplicação (ganho, potência e níveis de tensão), diferentes conversores podem ser empregados, com ou sem estágio de isolamento. Para sistemas abaixadores de tensão, os conversores do tipo *Buck* (não isolado) e *Flyback* (isolado) e *Forward* (isolado), nas suas formas convencionais ou derivados, são os mais utilizados para baixa potência (< 300W). Em contrapartida, para sistemas elevadores de tensão, os conversores do tipo *Boost* (não isolado) e inúmeros conversores isolados podem ser utilizados.

Um dos desafios encontrados para essas aplicações é o estudo e modelagem desses conversores para posterior implementação da estratégia de controle adequada. Algumas maneiras de realizar o controle de conversores CC-CC isolados e não-isolados são destacadas: controle digital com inclinação adaptativa [1], controle de modo deslizante [2], controle preditivo (para conversor *Buck* [3] e *Forward* [4]), controle com tolerância de falta [5], controle por *Natural Switching Surface* [6], controle por corrente programada [7]–[10], controle por realimentação de estados linear [11], controle por retorno de corrente [12], entre outras estratégias, cada qual com suas vantagens e desvantagens.

Dentre as estratégias mencionadas, um método amplamente implementado pela indústria é o controle por corrente programada (*Current Programmed Mode Control* - CPM) ou também conhecido por controle por corrente de pico. Essa estratégia é utilizada tanto para implementação em circuitos integrados [7], [9], [12], até conversores multi-níveis [8], [13], possuindo uma grande versatilidade em termos de níveis de potência e tensão do sistema.

O controle CPM é muito utilizado na indústria e possui muitos CIs que facilitam a sua implementação. Algumas das vantagens desse controle são: proteção natural contra sobrecorrente, projeto simplificado do controlador, resposta dinâmica aperfeiçoada e rejeição natural a perturbações da tensão de entrada [14]. Contudo, não é encontrado na literatura de maneira organizada e didática a análise das funções de transferência do conversor para este tipo de controle e uma metodologia de projeto do controlador. Artigos como [15], [16] podem ser citados como exemplos de trabalhos nos quais usam uma abordagem simplificada para implementação do controle CPM. A abordagem simplificada das referências deixam uma lacuna em termos de informações

Manuscript received 22/12/2020; first revision 16/03/2021; second revision 20/04/2021; accepted for publication 05/06/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr.

relevantes para a execução de um projeto de controle CPM. Manuais de fabricantes são outros documentos nos quais essa informação não é cientificamente apresentada [17], [18]. Muitos fabricantes apresentam procedimentos de ajustes de componentes em função do conversor ou da especificação do projeto de controle, porém, sem um critério científico.

Dessa forma, a contribuição desse artigo é apresentar uma discussão geral sobre a modelagem orientada ao controle e uma metodologia para o desenvolvimento do projeto de controle CPM aplicado em conversores CC-CC isolados e não isolados. Sendo o foco do trabalho a parte de modelagem e controle, os detalhes da parte de potência não serão aqui abordados em profundidade. Para tanto, a modelagem e explicação dos blocos de controle para aplicação no conversor CC-CC abaixador não-isolado Buck é apresentado na seção II, onde conceitos e definições serão apresentados e discutidos. A mesma metodologia é também aplicada ao conversor CC-CC abaixador isolado Forward, discussão essa que pode ser observada na seção III, onde os modelos e projeto do controle CPM são obtidos e discutidos. Seção IV tem por objetivo apresentar uma metodologia de projeto do controle CPM aplicado ao conversor *Forward*. Por fim, resultados experimentais são apresentados e discutidos na seção V para a operação do conversor *Forward* com controle CPM, onde degraus de carga são aplicados e a resposta dinâmica analisada. Conclusões são discutidas na seção VI.

II. CONTROLE POR CORRENTE PROGRAMADA DO CONVERSOR BUCK

Nessa seção, o detalhamento da modelagem e controle CPM aplicado ao conversor CC-CC não-isolado Buck será apresentado.

A. Estratégia de Controle CPM para o Conversor Buck

Para estudo e visualização do controle CPM, o conversor *Buck* clássico é utilizado para o desenvolvimento das análises iniciais, sendo ele apresentado na Figura 1.a com os blocos necessários para o controle em malha fechada da tensão de saída v_o no modo CPM. Posteriormente, a análise é aplicada ao conversor *Forward*.

O conceito por trás desta estratégia de controle consiste em definir o valor de pico da corrente no indutor ($I_{L_o, pk}$), sendo ela a variável de controle e a razão cíclica determinada indiretamente. Para detectar a corrente no indutor L_o , utiliza-se um resistor *shunt* R_{cs} que gera o sinal de leitura i_{Ls} (em tensão), como determinado em (1). O ganho K_{cs} é o próprio valor do resistor *shunt* R_{cs} . Os sinais de *reset* e *clock* para correta operação do *flip-flop* são apresentados na Figura 1 .b, juntamente com o sinal de comando do interruptor S_b , a corrente lida (i_{Ls}) e o sinal de controle (i_c). O valor de pico da corrente no indutor L_o , definido pelo sinal de controle i_c , é ajustado pelo bloco C_v (controle de tensão). A presença do *flip-flop* no diagrama substitui o modulador PWM clássico e deixa a malha de controle com o comportamento *event-driven* [19].

$$i_{Ls} = K_{cs}i_{L_o}. \quad (1)$$

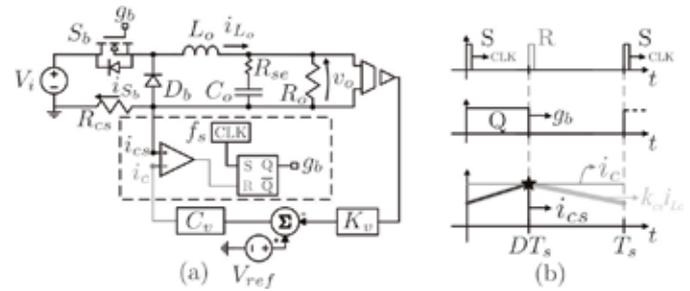


Fig. 1. Conversor buck para estudo do controle CPM: (a) estrutura da malha fechada e, (b) Sinais nas portas S e R do *flip-flop*, sinal de comando do interruptor S_b e corrente I_{Ls} medida, amostra da corrente no interruptor S_b e sinal de controle i_c .

B. Modelagem Genérica da Malha de Corrente do Controle CPM

O diagrama de blocos do sistema em malha fechada apresentado na Figura 2 foi proposto por [20]. A malha interna de corrente é composta pelos blocos R_{cs} (ganho dado na leitura de corrente devido ao resistor *shunt* R_{cs}), F_m (ganho do modulador) e $H_e(s)$ (função de transferência que modela o efeito de amostragem do modulador). A metodologia apresentada em [20] sugere modelar o conversor por meio do modelo médio de pequenos sinais clássico. Essa metodologia é realizada em termos de perturbações da razão cíclica, além de realizar uma modificação no bloco que representa o ganho do modulador (F_m). Além disto, introduz-se o bloco $H_e(s)$, que representa o efeito de amostragem do valor de pico da corrente no indutor L_o . A malha externa, que é responsável por definir a corrente de controle i_c , é composta pelo controlador de tensão C_v , pela tensão de referência V_{ref} e pelo ganho K_v do sensor de tensão da saída. As ações de *feedforward* do controle CPM são modeladas através dos blocos K_f e K_r para, respectivamente, tensões de entrada e saída do conversor.

O controle CPM utiliza a informação de corrente na frequência de comutação o que torna o sistema de controle sensível à ruídos, podendo causar instabilidades. Um recurso proposto na literatura [14], [20], [21] para mitigar este efeito é somar uma rampa externa na medição de corrente. A utilização dessa rampa é uma prática bem conhecida e explorada em [14], [20]. Sua função é justamente reduzir instabilidades causadas pelos ruídos. O uso da rampa é sugerido quando a razão cíclica é maior do que 0,5, contudo, para aumentar a robustez do sistema, pode-se utilizá-la com razões cíclicas menores de 0,5. Uma desvantagem da estratégia de controle CPM é sua susceptibilidade a ruídos provenientes da comutação, visto que a corrente no interruptor é realimentada no circuito modulador, o que pode instabilizar o controle até mesmo para razões cíclicas menores que 50%. Em termos de modelagem, a adição da rampa externa é contabilizada no ganho do modulador F_m .

A modelagem da malha de corrente considera algumas simplificações, tais como: i) são desprezadas as perturbações de entrada e saída e, ii) a saída do conversor é modelada como uma fonte de tensão de valor V_o , como apresentado na Figura 3.a. Estas considerações deixam o conversor com uma dinâmica linear porém o desenvolvimento apresentado considera o modelo de pequenos sinais para que a metodologia possa ser aplicada em qualquer cenário ou até mesmo em

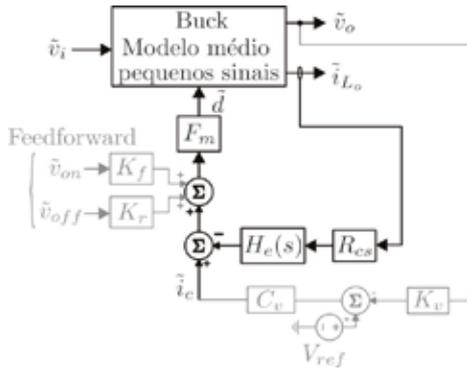


Fig. 2. Diagrama de blocos do controle CPM do conversor Buck em malha fechada.

outros conversores. A figura ainda representa a inclusão da rampa de compensação r_c na medição da corrente i_{L_s} . O diagrama de blocos referente a malha de corrente do conversor Buck é apresentado na Figura 3 .b.

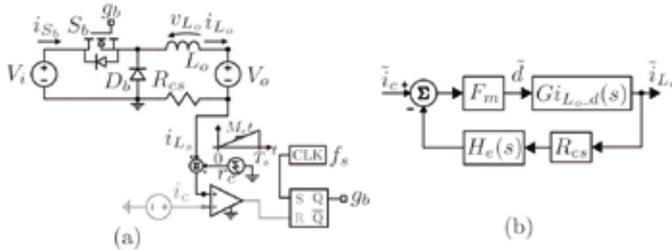


Fig. 3. (a) Modelo simplificado do conversor Buck com a malha de corrente do controle CPM incluindo a rampa de compensação e, (b) diagrama de blocos da malha de corrente.

As formas de onda da corrente i_{L_s} , do sinal de controle i_c e da rampa de compensação r_c são apresentadas na Figura 4 em regime permanente, bem como a corrente medida sob efeito de uma perturbação ($i_{L_s,p}$). Adicionando a rampa de medição de corrente, o interruptor S_b é desligado quando a soma entre i_{L_s} e r_c resultar no sinal de controle i_c , como descreve (2).

As perturbações nas tensões de entrada e saída são desprezadas para análise da malha interna, portanto, as derivadas das correntes perturbada e em regime permanente são iguais em cada etapa de operação. Assim, as derivadas M_1 e M_2 são obtidas ao analisar as etapas de operação do conversor Buck, sendo elas determinadas em (3) e (4).

$$i_c = i_{L_s}(DT_s) + r_c(DT_s). \quad (2)$$

$$M_1 = R_{cs} \left(\frac{V_i - V_o}{L_o} \right). \quad (3)$$

$$M_2 = R_{cs} \left(\frac{V_o}{L_o} \right). \quad (4)$$

O passo seguinte na obtenção do modelo da malha de corrente é investigar como uma perturbação no sinal de controle afeta a corrente no indutor. Para tal, faz-se necessário conhecer as equações das retas da corrente i_{L_s} , a qual é descrita matematicamente em (5).

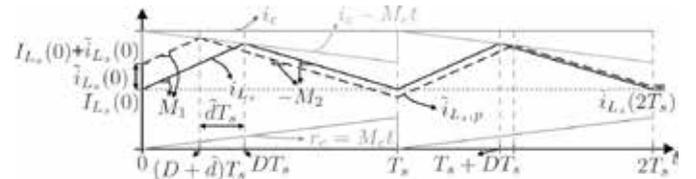


Fig. 4. Formas de onda da corrente medida (i_{L_s}) em regime permanente e perturbada ($i_{L_s,p}$), do sinal de controle (i_c) e da rampa de compensação (r_c).

$$i_{L_s}(t) = \begin{cases} i_{L_s}(0) + M_1 t, & 0 < t \leq dT_s \\ i_{L_s,pk} - M_2(t - dT_s), & dT_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (5)$$

Após análise de (5) para dT_s e T_s e manipulações matemáticas, o sistema de equações apresentado em (6) é obtido. Esse sistema de equações é perturbado em torno do ponto de operação, tal como apresentado em (7), onde M_e é a inclinação da rampa de compensação, como mostrado na Figura 4.

$$\begin{cases} i_{L_s}(0) + M_1 dT_s = i_c - M_e dT_s \\ i_{L_s}(T_s) + M_2(1 - d)T_s = i_c - M_e dT_s \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} d(t) = D + \tilde{d}(t) \\ i_c(t) = I_c + \tilde{i}_c(t) \\ i_{L_s}(0) = I_{L_s}(0) + \tilde{i}_{L_s}(0) \\ i_{L_s}(T_s) = I_{L_s}(T_s) + \tilde{i}_{L_s}(T_s) \end{cases} \quad (7)$$

Substituindo (7) em (6) e, após manipulações matemáticas, obtém-se o conjunto de equações (8). A equação (9) é obtida realizando a divisão entre as equações de (8).

$$\begin{cases} (M_1 + M_e)\tilde{d}T_s = \tilde{i}_c(T_s) - \tilde{i}_{L_s}(0) \\ (M_2 - M_e)\tilde{d}T_s = \tilde{i}_{L_s}(T_s) - \tilde{i}_c(T_s) \end{cases} \quad (8)$$

$$\lambda [\tilde{i}_c(T_s) - \tilde{i}_{L_s}(0)] = \tilde{i}_{L_s}(T_s) - \tilde{i}_c(T_s) \quad \text{onde} \quad \lambda = \frac{M_2 - M_e}{M_1 + M_e}. \quad (9)$$

Resolvendo (9) para $i_{L_s}(T_s)$, obtém-se a perturbação da corrente no indutor ao final do período de comutação em função da perturbação inicial e do sinal de controle, como exposto em (10).

$$\tilde{i}_{L_s}(T_s) = (1 + \lambda)\tilde{i}_c(T_s) - \lambda\tilde{i}_{L_s}(0). \quad (10)$$

Essa equação pode ser representada no domínio discreto, na qual a perturbação pode ser representada, aproximadamente, como um sustentador de ordem zero (ZOH). Dessa forma, a função de transferência da corrente pode ser obtida a partir de (11), onde a função de transferência de ZOH é determinada por (12).

$$\tilde{i}_{L_s,Z}(s) = \tilde{i}_{L_s}(s)G_{ZOH}(s). \quad (11)$$

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s}. \quad (12)$$

A equação (10) pode ser descrita por um trem de pulsos

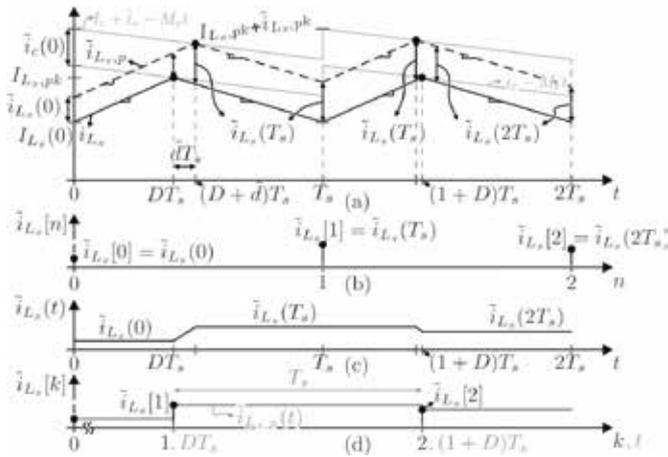


Fig. 5. Formas de onda (a) da corrente no indutor perturbada e em regime permanente, (b) do trem de pulsos discreto da perturbação, (c) da evolução da perturbação no tempo e (d) sua representação por ZOH.

que representam as perturbações da corrente no indutor (\tilde{i}_{L_s}) nos instantes de tempo T_s , $2T_s$, e assim por diante, como ilustrado na Figura 5.b. Na Figura 5.a, observa-se que entre uma amostra e outra do valor de pico da corrente perturbada ($\tilde{i}_{L_s,p}$), a perturbação ($\tilde{i}_{L_s}(t)$) é constante. A resposta exata no tempo é mostrada na Figura 5.c. Portanto, como discutido anteriormente, as amostras do valor de pico podem ser representadas por um sustentador de ordem zero (ZOH), como visto na Figura 5.d.

A representação do trem de pulsos de (10) pode ser levada ao domínio da frequência discreto, no qual aplica-se a transformada Z (onde $Z = e^{sT_s}$), e que resulta na equação (13).

$$\tilde{i}_{L_s}(s) = (1 + \lambda) \frac{e^{sT_s}}{e^{sT_s} + \lambda} \tilde{i}_c(s). \quad (13)$$

Substituindo as equações (12) e (13) em (11), obtém-se a expressão (14).

$$\tilde{i}_{L_s,Z}(s) = \frac{(1 + \lambda)}{sT_s} \frac{e^{sT_s} - 1}{e^{sT_s} + \lambda} \tilde{i}_c(s). \quad (14)$$

A medição da corrente do indutor é realizada através de um resistor *shunt*, ao passo que a equação (14) se transforma em (15), que representa a FTMF da corrente de saída do indutor L_o .

$$\frac{\tilde{i}_{L_o,Z}(s)}{\tilde{i}_c(s)} = \frac{1}{R_{cs}} \frac{(1 + \lambda)}{sT_s} \frac{e^{sT_s} - 1}{e^{sT_s} + \lambda}. \quad (15)$$

A solução do diagrama de blocos apresentado na Figura 3 .b é descrita em (16). A comparação entre (15) e (16) é realizada e, resolvendo para $H_e(s)$, o resultado obtido é exposto em (17). Nota-se, portanto, que $H_e(s)$ condiz a uma função transcendente, o qual não pode ser escrita algebricamente em forma de um polinômio e dificultando a análise matemática.

$$\frac{\tilde{i}_{L_o,Z}(s)}{\tilde{i}_c(s)} = \frac{F_m G_{i_{L_o,d}}(s)}{1 + R_{cs} F_m G_{i_{L_o,d}}(s) H_e(s)}. \quad (16)$$

$$H_e(s) = \frac{sT_s}{e^{sT_s} - 1}. \quad (17)$$

Dessa forma, utilizou-se uma aproximação por um polinômio de segunda ordem, proposto por [20], onde $H_e(s)$ pode ser representada por (18).

$$\begin{cases} H_e(s) \cong 1 + \frac{s}{w_n Q_z} + \frac{s^2}{w_n^2} \\ Q_z = \frac{-2}{\pi} \\ w_n = 2\pi \frac{f_s}{2} \end{cases}. \quad (18)$$

Por fim, a FTMF pode então ser representada por (19), onde ξ é o fator de amortecimento, w_n é a frequência natural e $D' = 1 - D$.

Essa equação, portanto, pode ser utilizada para a análise do posicionamento dos polos em malha fechada do sistema e verificação de sua estabilidade.

$$\begin{cases} \tilde{i}_{L_o,Z}(s) \\ \tilde{i}_c(s) \\ \xi \end{cases} = \frac{1}{R_{cs}} \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \begin{cases} \\ \\ \frac{\pi}{2} (m_c D' - \frac{1}{2}) \end{cases}. \quad (19)$$

III. CONTROLE POR CORRENTE PROGRAMADA DO CONVERSOR FORWARD

Essa seção estende o método de Controle por Corrente Programada (CPM) para o caso do conversor CC-CC isolado *Forward*. Essa estratégia será implementada para a validação experimental do projeto de controle. Para efeito de estudo foi escolhido o conversor Forward de três chaves, como mostrado na Figura 6.a. A estrutura utiliza interruptor controlado na posição S_2 (usualmente se usa diodo e se tem o conversor Forward de duas chaves - 2S). Posteriormente, o conversor será integrado à células de capacitor chaveado na implementação prática. Vale ressaltar que a estratégia de controle aqui abordada para o conversor Forward de três chaves também é aplicada ao conversor Forward convencional (de uma chave).

A. Estratégia de Controle CPM para o Conversor Forward de 3 Chaves

O conceito do controle CPM consiste em definir o valor de pico da corrente no indutor ($I_{L_o,pk}$), sendo ela a variável de controle e a razão cíclica determinada indiretamente.

O modulador é implementado utilizando um comparador e um *flip-flop set* (S) *reset* (R), como destacado na Figura6.a. A frequência de comutação é constante e definida por meio de um *clock* (CLK) conectado na porta S do *flip-flop*. O pulso de CLK (Figura6.b), no início de cada período de comutação, é o responsável por comandar a entrada em condução dos interruptores S_1 e S_3 , ao colocar nível lógico alto na porta S do *flip-flop*, estado este assegurado na saída Q até que haja ação sobre a porta R.

A ação de *reset* vem da leitura do valor de pico da corrente no indutor L_o . Neste caso, implementou-se a leitura da corrente no interruptor S_3 (Figura6.a), cujo valor de pico é igual ao do indutor L_o refletido ao primário ($aI_{L_o,pk}$) somado ao valor de pico da corrente de magnetização ($I_{L_m,pk}$) (ver Figura6.d). A corrente em S_3 é lida por meio do sinal em tensão sobre o resistor *shunt* R_{cs} (v_{iL_s}) (Figura6.e) e comparada com o sinal de controle (v_c), que define o valor de pico desejado da corrente no indutor L_o . Quando $v_{iL_s} = v_c$, a saída do comparador passa ao nível lógico alto na porta R do *flip-flop* (Figura6.b), de modo que os interruptores S_1 e S_3 são comandados a bloquear (Figura6.c). Em malha fechada, o

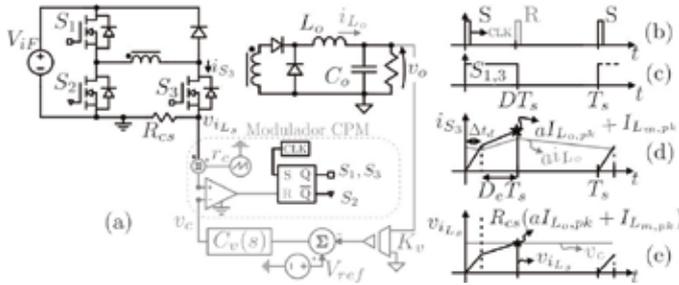


Fig. 6. Sistema de controle por corrente programada implementado no conversor *Forward* 3S: (a) circuito de potência e blocos que compõem o controle CPM, (b) pulsos de *clock* e *reset*, (c) sinal de comando dos interruptores ímpares S_1 e S_3 , (d) corrente no interruptor S_3 e corrente no indutor L_o refletida ao primário, (e) sinal em tensão da corrente medida (v_{iL_s}) e sinal de controle (v_c).

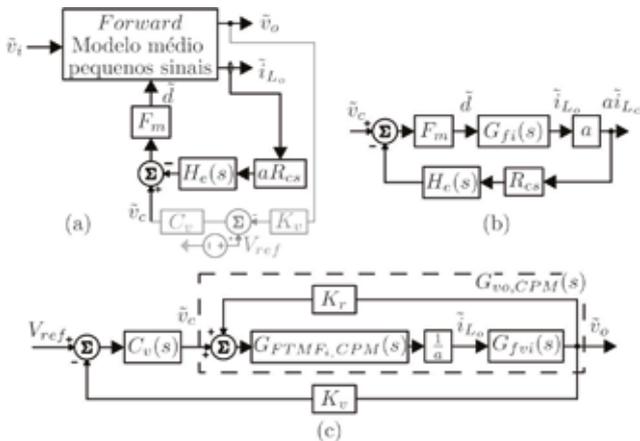


Fig. 7. Diagrama de blocos do sistema de controle CPM: (a) sistema completo aplicado ao conversor *Forward* 3S, (b) representação da malha de corrente e (c) diagrama completo para o controle da tensão de saída com a malha de corrente simplificada.

sinal de controle v_c é imposto pelo controlador C_v , cuja entrada é o sinal de erro entre a tensão de referência e a tensão de saída.

Como discutido anteriormente, uma rampa externa é utilizada para garantir estabilidade ao sistema. Esta rampa possui sincronismo com o sinal e mesma frequência utilizada na comutação do circuito. No conversor *Forward* 3S (Figura 6.a) a própria corrente de magnetização é utilizada como compensação (r_c) no sinal v_{iL_s} de leitura da corrente (ver Figura 6 .a), ou seja, não precisa de uma rampa externa e o conversor é naturalmente mais imune aos ruídos. Isto é possível pois a corrente de magnetização circula pelo interruptor S_3 . Também vale ressaltar que razão cíclica de S_3 limita-se a 50%, o que é bom para o controle em estudo.

B. Modelo da Planta de Corrente do Controle CPM

O diagrama de blocos do conversor *Forward* 3S (Figura 6) operando em malha fechada é ilustrado na Figura 7.a.

O ganho do modulador F_m , determinado por (20), depende das derivadas da corrente no indutor L_o durante a etapa de armazenamento de energia (M_{1f}) e da corrente de magnetização (M_{L_m}), ambas definidas e ponderadas pelo resistor *shunt* em (21). Neste caso, desprezou-se o uso da rampa adicional de compensação r_c (equivalente à portadora triangular do controle por razão cíclica), considerando-se somente a corrente i_{L_m} de magnetização.

O bloco $H_e(s)$ é determinado, de maneira aproximada, em (22), sendo este o resultado de um truncamento de uma função com infinitos polos. Ele representa o efeito de amostragem do valor de pico da corrente i_{L_o} no domínio da frequência, na qual os dois polos dominantes estão localizados na metade da frequência de comutação, até onde os modelos médios apresentados neste artigo representam os sistemas. Tais polos reproduzem as oscilações sub-harmônicas da corrente i_{L_o} no método de controle CPM, e a modelagem deste bloco é abordada com detalhes por [20].

$$F_m = \frac{f_s}{m_c M_{1f}}, m_c = 1 + \frac{M_{L_m}}{M_{1f}}. \quad (20)$$

$$\begin{cases} M_{1f} = aR_{cs} \left(\frac{V_{iF} - V_o}{L_o} \right) \\ M_{L_m} = R_{cs} \frac{V_{iF}}{L_m} \end{cases}. \quad (21)$$

$$H_e(s) \cong 1 + \frac{s}{\omega_n Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2}, \begin{cases} \omega_n = \pi f_s \\ Q_z = -\frac{2}{\pi} \end{cases}. \quad (22)$$

Os modelos de pequenos sinais simplificados da porta de saída do conversor *Forward* são obtidos ao perturbar as variáveis do circuito. Entretanto, o amortecimento causado pelo indutor de dispersão L_d na corrente do indutor L_o deve ser modelado. Para tal, utiliza-se a metodologia descrita em [22], em que a razão cíclica da planta de corrente original é substituída pela razão cíclica efetiva (\tilde{d}_e) (23), que equivale à razão cíclica \tilde{d} imposta pelo modulador menos a perda de razão cíclica $\tilde{\delta}_D$ devido ao indutor de dispersão L_d . A expressão da perda de razão cíclica ($\tilde{\delta}_D$) (23) é deduzida a partir do cálculo do tempo Δ_{td} (como obtido em (24) e (25) para o ponto de operação). Na Figura 6.d, observa-se a razão cíclica efetiva em regime permanente, sendo ela determinada por (26) para o ponto de operação e deduzida a partir de (25) ($D_e = D - \Delta_D$).

$$\tilde{d}_e(s) = \tilde{d}(s) - \tilde{\delta}_D(s), \tilde{\delta}_D(s) = \frac{aL_d f_s}{V_{iF}} \tilde{i}_{L_o}(s). \quad (23)$$

$$\Delta_{td} = \frac{aL_d I_{Ro}}{V_{iF}}. \quad (24)$$

$$G_f = \frac{V_o}{V_{iF}} = aD_e, D_e = (D - \Delta_D), \Delta_D = \frac{\Delta_{td}}{T_s} = \frac{aI_{Ro}L_d f_s}{V_{iF}}. \quad (25)$$

$$D_e = \frac{V_o}{aV_{iF}}. \quad (26)$$

Ao aplicar a metodologia descrita, obtém-se a função de transferência da corrente \tilde{i}_{L_o} em função da razão cíclica \tilde{d} imposta pelo modulador CPM em (27) ($G_{fi}(s)$ na Figura 7.b). Observa-se que a resistência série (R_{se}) do capacitor C_o de saída foi incorporada no modelo, como também o efeito da dispersão é emulado por um resistor sem perdas R_d .

$$\begin{cases} G_{fi}(s) = \frac{\frac{aV_{iF}}{L_o} \left[s + \frac{1}{(R_o + R_{se})C_o} \right]}{\left[s^2 + \left(\frac{aR_d}{L_o} + \frac{R_{se}R_o}{(R_o + R_{se})L_o} + \frac{1}{(R_o + R_{se})C_o} \right) s + \frac{aR_d + R_o}{C_o L_o (R_o + R_{se})} \right]} \\ R_d = aL_d f_s \end{cases} \quad (27)$$

Conhecida a planta de corrente de \tilde{i}_{L_o} em termos da razão cíclica \tilde{d} ($G_{fi}(s)$), é possível deduzir a expressão da malha fechada do diagrama de blocos da Figura 7.b, o que resulta na função de transferência de corrente do controle CPM ($G_{FTMF_i,CPM}(s)$) dada por (28) e (29). O efeito da magnetizante como rampa de compensação é expresso por meio do parâmetro m_c (20), o amortecimento causado pela dispersão na planta de corrente é expresso por R_d e o par de polos complexos do bloco $H_e(s)$ são incorporados na função de transferência (28).

$$G_{FTMF_i,CPM}(s) = K_0 \frac{C_o(R_o + R_{se})s + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (28)$$

$$\begin{cases} K_0 = \frac{f_s}{R_{cs}} \\ a_3 = \frac{C_o(R_o + R_{se})}{\pi^2 f_s} \\ a_2 = C_o(R_o + R_{se}) \left(m_c D'_e - \frac{1}{2} \right) + \frac{1}{\pi^2 f_s} \\ a_1 = C_o(R_o + R_{se}) f_s \\ + m_c D'_e \left[\frac{aR_d C_o}{L_o} (R_o + R_{se}) + \frac{C_o R_o R_{se}}{L_o} + 1 \right] - \frac{1}{2} \\ a_0 = \frac{m_c D'_e}{L_o} (aR_d + R_o) + f_s \\ D'_e = 1 - D_e \end{cases} \quad (29)$$

C. Modelos para o Controle de Tensão

De posse da planta de corrente $G_{FTMF_i,CPM}(s)$, que relaciona a corrente \tilde{i}_{L_o} com o sinal de controle \tilde{v}_c , basta obter o modelo que relaciona a tensão de saída \tilde{v}_o com a corrente \tilde{i}_{L_o} para realizar o controle da tensão de saída. Entretanto, para completar o modelo, é necessário a adição de um bloco de *feedforward* para compensar o ganho do modulador F_m devido a variações da tensão de saída \tilde{v}_o , pois o ganho F_m é calculado para o ponto de operação em termos dos parâmetros do circuito (ver (21) e (20)). Assim, a planta de tensão é determinada por (30) e o ganho de *feedforward* K_r é apresentado em (31) (detalhes da dedução deste ganho podem ser encontrados em [23]).

$$G_{fvi}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{L_o}(s)} = \frac{R_o(C_o R_{se} s + 1)}{C_o(R_o + R_{se})s + 1} \quad (30)$$

$$K_r = \frac{D_e^2}{m_c(1 - D_e)V_o} \quad (31)$$

Com o objetivo de simplificar o projeto do controlador de tensão $C_v(s)$, obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão \tilde{v}_o pelo sinal de controle \tilde{v}_c ($G_{vo,CPM}(s)$) (32).

$$G_{vo,CPM}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{G_{FTMF_i,CPM}(s) G_{fvi}(s)}{a - K_r G_{FTMF_i,CPM}(s) G_{fvi}(s)} \quad (32)$$

D. Validação dos Modelos Obtidos

As plantas de corrente $G_{fi}(s)$ e $G_{FTMF_i,CPM}(s)$, bem como a planta de tensão $G_{vo,CPM}(s)$, são validadas para o projeto

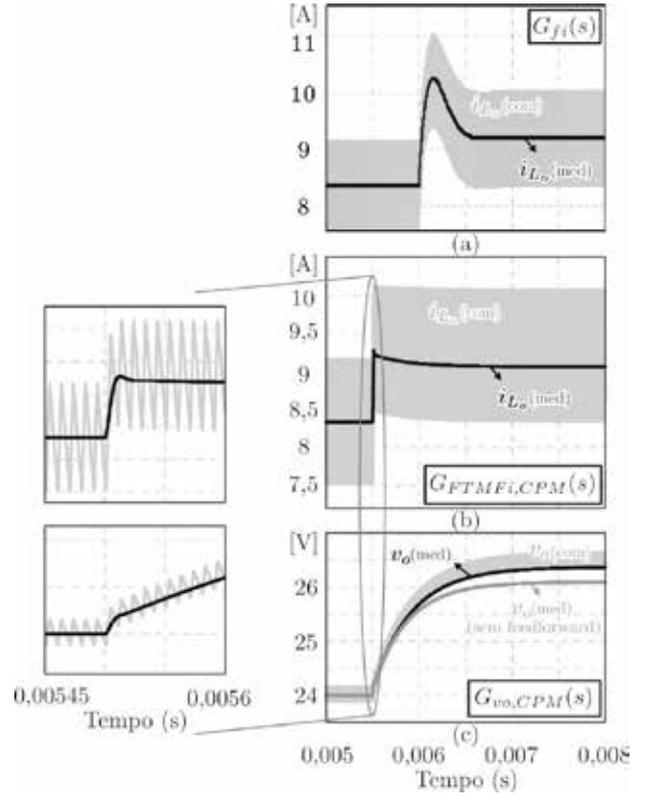


Fig. 8. Validação por simulação das plantas de corrente e de tensão do estágio *Forward 3S*. (a) Corrente no indutor L_o do circuito comutado (com) e médio (med) para um degrau de razão cíclica (\tilde{d}) de 10%, (b) corrente no indutor L_o com a malha fechada de corrente do controle CPM para um degrau de referência (\tilde{v}_c) de 10% do valor de pico e (c) tensão de saída para o mesmo degrau de referência com a malha fechada de corrente do controle CPM.

adequado do controlador de tensão $C_v(s)$. Desta forma, realizaram-se simulações no PSIM do conversor *Forward 3S* (Figura 6.a) com os parâmetros de circuito listados na Tabela I.

Para a validação da planta de corrente $G_{fi}(s)$ é necessário implementar o modulador PWM convencional, com controle da razão cíclica, para perturbar diretamente \tilde{d} e avaliar a

TABELA I
Parâmetros Utilizados para a Validação das Plantas Obtidas

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada <i>Forward 3S</i> (V_{iF})	400 V
Tensão de saída (V_o)	24 V
Relação de transformação (a)	0,228
Corrente no primário (I_{prim})	1,899 A
Corrente na carga (I_{R_o})	8,333 A
Valor de pico da corrente no indutor L_o ($I_{L_o,pk}$)	9,17 A
Resistor de carga (R_o)	2,88 Ω
Frequência de comutação (f_s)	100 kHz
Capacitor de saída (C_o)	150 μ F
Resistência série do capacitor C_o (R_{se})	170 m Ω
Indutor de saída (L_o)	105,6 μ H
Indutor de dispersão (L_d)	200 μ H
Indutor de magnetização (L_m)	10 mH
Resistor <i>shunt</i> (R_{cs})	0,25 Ω

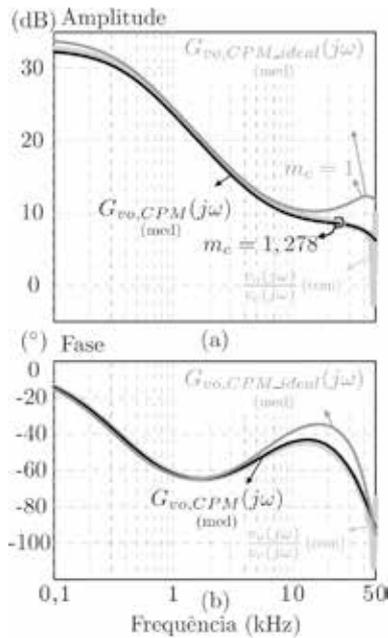


Fig. 9. Diagramas de Bode, obtidos por simulação, dos modelos médios completo ($G_{vo,CPM}(s)$) e ideal ($G_{vo,CPM_ideal}(s)$) com $L_d = 0$, $L_m = \infty$ e $m_c = 1$, e do circuito comutado (com) do conversor *Forward 3S*.

resposta dinâmica da corrente no indutor L_o . Assim, ilustra-se na Figura8.a a corrente \tilde{i}_{L_o} no circuito comutado (com), como também no modelo médio (med) deduzido ($G_{fi}(s)$), para um degrau de 10% na razão cíclica. Desta maneira, conclui-se que o modelo médio representa a dinâmica observada no circuito comutado, o que valida a planta $G_{fi}(s)$.

O controle CPM com o modulador ilustrado na Figura6.a, cujo diagrama de blocos foi apresentado na Figura7.b, foi validado. Desta forma, perturba-se o sinal de controle \tilde{v}_c , que é a referência do valor de pico da corrente no indutor L_o , para avaliar a dinâmica da malha de corrente CPM. O resultado de um degrau de referência de 10% em alta e baixa frequência é ilustrado na Figura8.b. Observa-se que a corrente no indutor L_o atinge o novo ponto de operação em poucos períodos de comutação. Verifica-se que a dinâmica é amortecida devido ao efeito natural de compensação da corrente de magnetização e a indutância de dispersão.

Dado que a malha de corrente CPM impõe a corrente no indutor L_o , este acaba por atuar como uma fonte de corrente, o que emula a característica transitória de primeira ordem da tensão de saída apresentada na Figura8.c. Em seguida, verifica-se pela Figura8.c que na ausência do ganho de *feedforward* K_r , a medida que a tensão de saída evolui para um ponto de operação cada vez mais distante do nominal. Ou seja, o modelo médio sem *feedforward* não converge para o novo ponto de operação do circuito comutado, pois a derivada da corrente no indutor L_o (M_{1f} determinada por (21)) não é mais a mesma considerada para calcular o ganho F_m (20) do modulador (a tensão de saída aumentou 11% em relação ao ponto de operação nominal). O erro em regime da tensão de saída com e sem o ganho K_r é da ordem de 0,5% e de 1,5%, respectivamente.

O projeto por meio do domínio da frequência é uma das metodologias consolidadas para determinar o controlador

$C_v(s)$ e, para tal, necessita-se validar pelo diagrama de Bode a planta $G_{vo,CPM}(s)$, que contempla a malha fechada de corrente CPM e as demais plantas já discutidas (ver Figura7.c). Assim, utilizou-se a ferramenta *AC sweep* do PSIM para traçar o diagrama de Bode do circuito comutado e do modelo médio completo, em que os indutores de dispersão (L_d) e de magnetização (L_m) estão contidos na solução, como também plotou-se o modelo médio ideal ($G_{vo,CPM_ideal}(s)$), em que desprezam-se os efeitos dos indutores mencionados. O objetivo é observar a influência destes parâmetros na planta de controle e, portanto, no modelo ideal, adota-se $L_d = 0$ e $L_m = \infty$, o que leva à unidade o fator m_c que relaciona as derivadas da corrente de magnetização e da corrente no indutor L_o (observar (21) e (20)).

Os diagramas de Bode dos modelos médios completo e ideal, como também do circuito comutado, são apresentados na Figura9. Verifica-se que o modelo médio completo representa o circuito comutado até 40 kHz e, após este ponto, o modelo tende a divergir como o esperado, pois se aproxima de $f_s/2$. Além disto, verifica-se que o par de polos complexos situados em 50 kHz ($f_s/2$), que representam as oscilações sub-harmônicas do controle CPM (modelado no diagrama de blocos por $H_e(s)$), são amortecidos devido a corrente de magnetização, que atua como uma rampa natural de compensação. Na situação idealizada, com $m_c = 1$ e $L_d = 0$, ou seja, sem nenhuma rampa de compensação e sem o amortecimento causado pela dispersão, verifica-se no Bode que próximo à $f_s/2$ o ganho tende a se elevar no modelo ideal ($G_{vo,CPM_ideal}(s)$), devido à ressonância causada pelo par de polos complexos do bloco $H_e(s)$. A depender das combinações paramétricas do conversor, esta ressonância pode ser significativa. Como no conversor *Forward* sempre haverá uma corrente de magnetização, os efeitos das oscilações sub-harmônicas tendem a ser amortecidos, de maneira que o conversor tende a ser naturalmente estável. Problemas de ruídos provenientes da comutação, devido à realimentação da corrente que circula por um dos interruptores, ou até mesmo a própria corrente do indutor L_o , podem ocasionar o aparecimento das oscilações indesejadas, sendo necessário a implementação da rampa de compensação no circuito de condicionamento de sinais, ou a redução do ganho do controlador $C_v(s)$. Entretanto, com a utilização de um filtro RC devidamente sintonizado na realimentação de corrente e reduzindo os componentes parasitas causados pelo projeto da placa de circuito impresso, estes problemas não são observados.

IV. METODOLOGIA DE PROJETO

A validação experimental do projeto de controle foi realizada num protótipo do conversor *Forward* integrado com células de ganho a capacitor chaveado no estágio de entrada. Células a capacitor chaveado vem sendo utilizadas em inúmeras aplicações para multiplicação ou divisão de tensões [24], [25]. Neste artigo, o objetivo é realizar um decréscimo na tensão de um barramento CC de média tensão para uma tensão compatível com a tensão disposta na Tabela I. Um ganho de $\frac{1}{5}$ é obtido pela célula de ganho a capacitor chaveado, portanto, para uma tensão de entrada do sistema de 2 kV, uma tensão de entrada do

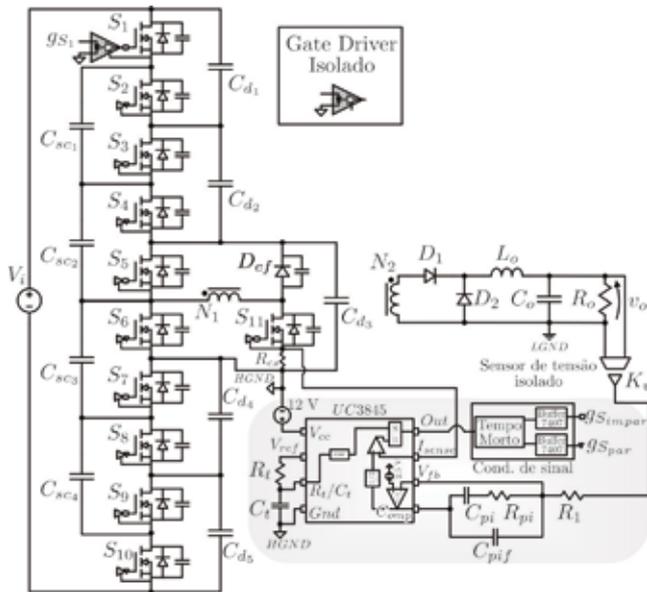


Fig. 10. Conversor *Forward* híbrido com quatro células de Capacitor Chaveado. Circuito completo com destaque para o estágio de controle implementado com o CI UC3845.

estágio *Forward* de 400 V é obtido (em conformidade com a validação da planta exposta anteriormente). As especificações de projeto são apresentadas na Tabela II. O sistema completo, exemplificando a utilização do circuito integrado (CI) UC3845 para implementar o controle por corrente programada (*Current Programmed Control* - CPM) [20], é ilustrado na Figura 10.

A. Implementação do Controle CPM com o CI UC3845

O sinal na porta I_{sense} do CI UC3845 (ver Figura 10) é o sinal em tensão proporcional à corrente no interruptor S_{11} , lido por meio do resistor *shunt* R_{cs} . A tensão máxima nesta porta é de 1 V de acordo com o *datasheet* do CI [17]. Deste modo, a proteção natural contra curto-circuito deste método de controle funciona da seguinte maneira: caso o sinal lido na porta I_{sense} ultrapasse 1 V, a tensão na porta não-inversora do comparador interno do CI (porta que define o valor de pico

TABELA II
Especificações de Projeto

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_i)	2000 V
Tensão de entrada estágio <i>Forward</i> (V_{iF})	400 V
Tensão de saída (V_o)	24 V
Corrente de saída (I_{R_o})	8,333 A
Potência de saída (P_o)	200 W
Frequência de comutação (f_s)	100 kHz
Ondulação da tensão de saída ($\Delta v_{o\%}$)	1%
Ondulação da corrente no indutor L_o ($\Delta i_{L_o\%}$)	20%
Máxima perda de razão cíclica ($\Delta D_{,max}$)	10%
Valor de pico da corrente no indutor L_o ($I_{L_o,pk}$)	9,17 A

da corrente) é grampeada em 1 V. Então, ocorre a saturação da corrente no interruptor e, conseqüentemente, da corrente no indutor L_o . Deste modo, o valor máximo do resistor *shunt* ($R_{cs,max}$) é determinado por (33). Assim, com o objetivo de minimizar as perdas no resistor *shunt*, como também viabilizar a operação em sobrecarga, optou-se por trabalhar com um resistor de 0,25 Ω , o que resulta na saída em uma corrente de curto-circuito máxima de 17,6 A.

$$R_{cs,max} = \frac{V_{I_{sense,max}}}{aI_{L_o,pk}} = \frac{1 \text{ V}}{0,228 \cdot (9,17 \text{ A})} = 0,48 \Omega. \quad (33)$$

O controlador escolhido para a operação em malha fechada foi o proporcional integral com filtro, como exposto em (34), de modo que a frequência do zero (w_z), do polo (w_p) e do ganho (k_c) são calculados a partir de (35). As variáveis para o cálculo de (34) e (35) são os valores dos componentes periféricos (capacitores e resistores) do estágio de controle do circuito (CI UC3845) apresentado na Figura 10. Esse controlador permite obter erro nulo à resposta ao degrau, bem como mantém a taxa de decaimento de 20 dB/dec para as altas frequências. Para implementar o controlador com o CI UC3845, utilizam-se as portas V_{fb} (*Voltage feedback*) e $Comp$ (sinal compensado) do amplificador de erro interno (E/A na Figura 10). O projeto do controlador foi realizado no domínio da frequência utilizando a modelagem abordada em [20]. A frequência de cruzamento resultante foi de 896 Hz e a margem de fase de 64°.

$$C_{pif}(s) = k_c \frac{s + w_z}{s(s + w_p)}. \quad (34)$$

$$\begin{cases} k_c = \frac{1}{R_1 C_{pif}} \\ w_p = w_z \left(\frac{C_{pi}}{C_{pif}} + 1 \right) \\ w_z = \frac{1}{R_{pi} C_{pi}} \end{cases}. \quad (35)$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Resultados experimentais do sistema de controle exposto na Figura 10 são apresentados nesta seção com intuito de validar experimentalmente a modelagem e o projeto de controle aqui abordados. A Figura 11 mostra uma foto do protótipo utilizado.

A validação do sistema de controle foi realizada submetendo o sistema a dois degraus de carga. O primeiro

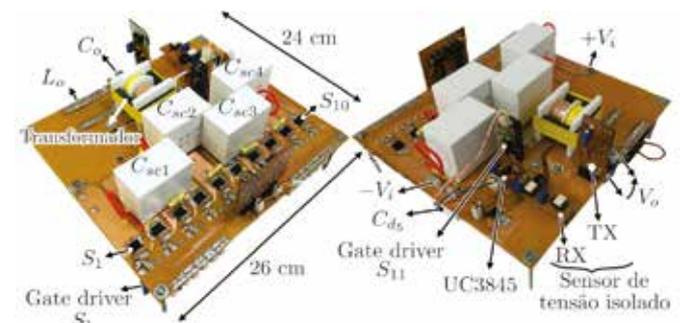


Fig. 11. Protótipo do Conversor *Forward*, com destaque aos circuitos auxiliares e sistema de controle implementados.

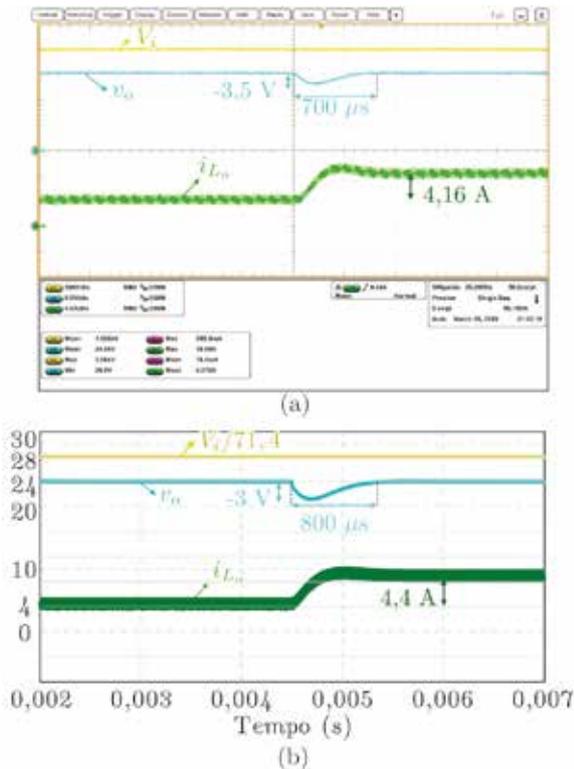


Fig. 12. Formas de onda das tensões de entrada (V_i) e saída (V_o) e da corrente no indutor L_o (i_{L_o}) para um incremento de potência de 50%: (a) experimental e (b) simulação.

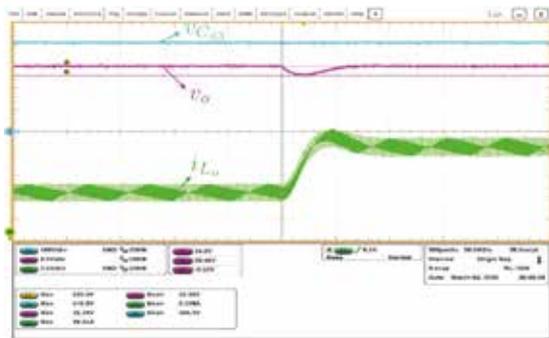


Fig. 13. Formas de onda das tensões de saída (V_o), do capacitor C_{d3} (v_{Cd3}) e da corrente no indutor L_o (i_{L_o}) para um incremento de potência de 50%.

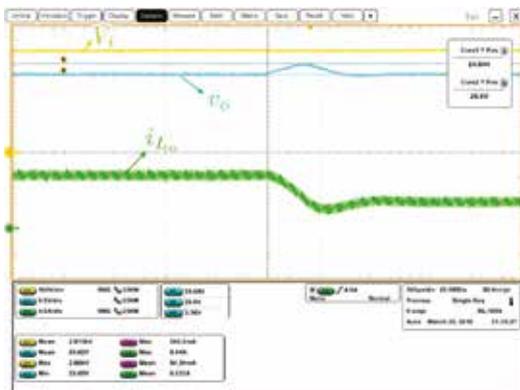


Fig. 14. Formas de onda das tensões de entrada (V_i) e saída (V_o) e da corrente no indutor L_o (i_{L_o}) para um decréscimo de potência de 50%.

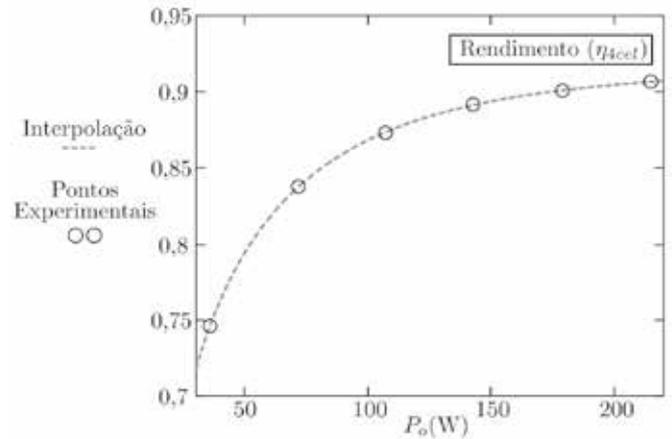


Fig. 15. Rendimento experimental do conversor *Forward* operando em malha fechada com o controle CPM apresentado.

deles de 108 W para 215 W e o segundo de 215 W para 108 W. As tensões de entrada e saída e a corrente no indutor para o degrau de incremento de potência são apresentadas na Figura 12 .a. Observa-se que a resposta é superamortecida e o tempo de acomodação obtido experimentalmente foi de, aproximadamente, $700 \mu s$ com uma queda de tensão de $-3,5V$. O mesmo degrau de potência foi simulado, e as formas de onda obtidas são apresentadas na Figura 12 .b. O tempo de acomodação verificado por simulação foi de $800 \mu s$ e a queda de tensão de $-3 V$, resultados muito próximos aos obtidos na prática.

Na Figura 13, verifica-se que a tensão no capacitor divisor C_{d3} praticamente não se altera com o degrau de carga, o que justifica omitir o estágio a capacitor chaveado da modelagem, sendo que, em termos de controle, esse capacitor representa uma fonte de tensão de entrada para o estágio *Forward*. O resultado experimental ao decrementar a potência de saída em 50% é apresentado na Figura 14. Observa-se que o sobresinal resultante é de $3,4 V$ e o tempo de acomodação de $710 \mu s$ aproximadamente. O mesmo ensaio foi realizado por simulação, de modo que o sobresinal obtido foi de $3,2 V$ e o tempo de acomodação resultante foi de $755 \mu s$, valores estes que validam o projeto do controle CPM aplicado ao conversor *Forward*.

A Figura 15, por fim, apresenta o rendimento do conversor apresentado na Figura 10 operando em malha fechada com o controle CPM proposto. Observa-se que, para potência nominal de 200 W, o conversor apresenta rendimento superior a 90% ao passo que esse rendimento decresce conforme a potência processada decresce, região na qual as perdas de comutação são dominantes. Para conversores operando com tensões de barramento em média tensão e tensões nos terminais da carda na ordem de 24 V, rendimentos acima de 85% são considerados satisfatórios. Observa-se, verificando a Figura 15, que rendimentos acima de 85% são obtidos para potências superiores a 100 W, ou seja, quando o conversor estiver operando com cargas superiores a 50% do projetado.

VI. CONCLUSÕES

O artigo abordou a modelagem dos conversores CC-CC *Buck* e *Forward* para a estratégia de controle CPM. Apesar de bem difundida, não há na literatura documentos científicos com detalhes da modelagem orientada ao controle CPM dos conversores citados. Inicialmente, a estratégia de controle foi apresentada para o conversor *Buck*, nos quais aspectos relevantes foram apresentados tais como os detalhes do bloco $H_e(s)$ que permite a consideração das oscilações subharmônicas no modelo de pequenos sinais. Em seguida, apresentou-se a modelagem do conversor *Forward*, ao passo que a dispersão foi considerada na planta de corrente e a corrente magnetizante incluída como uma rampa de compensação no modelo, de modo que ambos causam um amortecimento de resposta ao degrau do conversor. Finalmente, a malha fechada de corrente do controle CPM e a função de transferência de tensão de saída em função do sinal de controle foram validadas através da resposta ao degrau e no domínio da frequência pelo diagrama de Bode. Observou-se, portanto, que os modelos contemplam as dinâmicas presentes na estratégia de controle CPM.

A metodologia de controle foi validada experimentalmente através de resultados substanciais apresentados. Nestes, degraus de meia carga para carga completa e carga completa para meia carga foram realizados e a resposta dinâmica do controlador, da corrente de saída e da tensão de saída são analisadas. Percebe-se que pequenos sobressinais de tensão, inerentes aos degraus de carga, são observados. Se comparados com os resultados de simulação, observa-se uma grande semelhança entre os tempos de acomodação e sobressinais com os resultados experimentais apresentados, o que valida toda a teoria de modelagem e projeto de controle discutidos.

REFERÊNCIAS

- [1] Y. Wen and O. Trescases, "Dc-dc converter with digital adaptive slope control in auxiliary phase for optimal transient response and improved efficiency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3396–3409, July, 2012.
- [2] Yoon-Cheol Jeung, Ik-Chan Choi, and Dong-Choon Lee, "Robust voltage control of dual active bridge dc-dc converters using sliding mode control," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, May, 2016, pp. 629–634.
- [3] Z. Liu, F. Gao, L. Xie, X. Li, and L. Xie, "Predictive functional control for buck dc-dc converter," in *The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC)*, May, 2015, pp. 320–325.
- [4] W. Chen, D. Li, and Y. Xi, "The application research of forward dc-dc converter control based on decaying amplification aggregation strategy in predictive control," in *The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC)*, May, 2015, pp. 314–319.
- [5] E. Pazouki, J. A. De Abreu-Garcia, and Y. Sozer, "Fault tolerant control method for interleaved dc-dc converters under open and short circuit switch faults," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, October, 2017, pp. 1137–1142.
- [6] T. Ohno and N. Hoshi, "Transient response improvement method with state space control for triple active bridge dc/dc converter," in *2019 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, November, 2019, pp. 657–662.
- [7] A. Parayandeh and A. Prodic, "Mixed-signal cpm controlled dc-dc converter ic with embedded power management for digital loads," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March, 2013, pp. 1352–1359.
- [8] L. Lu, Y. Zhang, S. M. Ahsanuzzaman, A. Prodić, G. Calabrese, G. Frattini, and M. Granato, "Digital average current programmed mode control for multi-level flying capacitor converters," in *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, June, 2018, pp. 1–7.
- [9] O. Trescases, A. Prodić, and W. T. Ng, "Digitally controlled current-mode dc-dc converter ic," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 58, no. 1, pp. 219–231, January, 2011.
- [10] Jung-Hui Cheng and A. F. Witulski, "Steady-state and large-signal design of current-programmed dc-dc converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 743–751, July, 1997.
- [11] V. L. Wisniewski, E. T. Maddalena, and R. B. Godoy, "Discrete-time regional pole-placement using convex approximations: Theory and application to a boost converter," *Elsevier Control Engineering Practice*, vol. 91, 2019.
- [12] K. Seol, Y. Woo, G. Cho, G. Gho, and J. Lee, "A synchronous multioutput step-up/down dc-dc converter with return current control," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 56, no. 3, pp. 210–214, March, 2009.
- [13] L. Lu, S. M. Ahsanuzzaman, A. Prodic, G. Calabrese, G. Frattini, and M. Granato, "Peak offsetting based cpm controller for multi-level flying capacitor converters," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March, 2018, pp. 3102–3107.
- [14] F. Azcondo, C. Bracas, R. Casanueva, and D. Maksimovic, "Approaches to modeling converters with current programmed control," in *IEEE Workshop Power Electronics Education, 2005*. IEEE, June, 2005, pp. 98–104. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1567599/>
- [15] Y. Halihal, Y. Bezdenezhnykh, I. Ozana, and M. M. Peretz, "Full fpga-based design of a pwm/cpm controller with integrated high-resolution fast adc and dpwm peripherals," in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, June, 2014, pp. 1–5.
- [16] G. Sen and M. E. Elbuluk, "Voltage and current-programmed modes in control of the z-source converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 2, pp. 680–686, 2010.

- [17] *UCx84x Current-Mode PWM Controllers*, Texas instruments, January 1997.
- [18] *Current-Mode PWM Controller for off-line Power Supplies featuring Peak Power Excursion*, On Semiconductor, March 2013.
- [19] Z. Gao, M. Chen, K. Liu, J. Zhao, Y. Li, and G. Wang, "An asynchronous ac-dc boost converter with event-driven voltage regulator and 94% efficiency for low-frequency electromagnetic energy harvesting," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, pp. 1–1, February, 2021.
- [20] Ridley, Raymond B., "A New, Continuous-Time Model For Current-Mode Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 2, p. 10, Apr. 1991.
- [21] Erickson, Robert W. and Maksimovic, D., *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., 1997.
- [22] V. Vlatkovic, J. Sabate, R. Ridley, F. Lee, and B. Cho, "Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 128–135, Jan. 1992. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/124585/>
- [23] M. K. Kazimierczuk, "Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters," p. 811, 2008.
- [24] J. C. Dias and T. B. Lazzarin, "Retificador boost bridgeless unidirecional monofásico com célula a capacitor chaveado," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 22, no. 4, pp. 340–349, Dezembro, 2017.
- [25] M. A. Salvador, T. P. Horn, T. B. Lazzarin, and R. F. Coelho, "Conversor cc-cc de alto ganho obtido pela combinação entre redes de indutor e de capacitor chaveado," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 2, pp. 161–170, Junho, 2018.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rogério Luiz da Silva Júnior, nascido em 1993 em Florianópolis, Santa Catarina, é Engenheiro Eletricista (2015) e Mestre (2018) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina. Ele foi, de 2014 a 2015, bolsista de iniciação científica no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) e, de 2016 a 2018, mestrando em eletrônica de potência, também no INEP. Atualmente é Engenheiro de P&D

no Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis (IBEPE), e trabalha no desenvolvimento de um transformador de estado sólido para redes de distribuição classe 15 kV. Suas áreas de interesse são: conversores a capacitor chaveado, transformadores de estado sólido, fontes auxiliares alimentadas em média tensão e modelagem de magnéticos.

Mauricio Dalla Vecchia, nasceu em Francisco Beltrão, Paraná, Brasil, em 1990. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2014 e 2016, respectivamente. Recebeu o grau de Doutor em Engenharia Elétrica pela KU Leuven, Bélgica, em 2020. Atualmente é pesquisador de Pós Doutorado pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). A área de concentração do Dr. Dalla Vecchia é em Eletrônica de Potência, com ênfase em conversores a capacitor chaveado, conversores CC-CC de alto ganho e alto rendimento, conversores híbridos, inversores, conversores CA-CA, semicondutores com elevada largura de banda (WBG) e energias renováveis (eólica de grande porte e solar).

André Kirsten, nasceu em Santa Maria, Brasil, em 1986. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) em 2009, 2011 e 2014, respectivamente. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. Suas áreas de interesse são: projeto de conversores estáticos, sistemas embarcados aplicados à eletrônica de potência, controle digital e transformadores de estado sólido.

Telles Brunelli Lazzarin, nasceu em Criciúma, Santa Catarina, Brasil, em 1979. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2004, 2006 e 2010, respectivamente. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da UFSC. A área de concentração do Prof. Telles é em eletrônica de potência, com ênfase em energias renováveis (principalmente eólica de pequeno porte), inversores de tensão e conversores estáticos a capacitor chaveado. Prof. Telles é membro da SOBRAEP e do IEEE.