

OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES APLICADO NO CONTROLE DAS TENSÕES EQUIVALENTES DOS POLOS EM CONVERSORES MULTINÍVEIS MODULARES

Guilherme S. da Silva^{1,2}, Rodrigo P. Vieira¹, Cassiano Rech¹

¹Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Santa Maria – RS, Brasil

²Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), Centro de Tecnologia de Alegrete (CTA), Alegrete – RS, Brasil

e-mail: guilhermesds@gmail.com, rodrigovie@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com

Resumo – Este artigo propõe um observador por modos deslizantes aplicado no controle das tensões equivalentes dos polos de conversores multiníveis modulares (MMC) em aplicações com elevado número de submódulos conectados em série, com o objetivo de reduzir a complexidade do sistema de comunicação. Esta técnica é utilizada no sistema de controle do MMC, possibilitando uma implementação mais simples, uma vez que não é necessário o envio das tensões de todos os capacitores para o processador central. O observador proposto possui um termo adicional que permite um melhor desempenho transitório, ao contrário de observadores por modos deslizantes já propostos. Adicionalmente, uma análise de estabilidade por Lyapunov é apresentada juntamente com a definição dos ganhos do observador. Resultados de simulação e experimentais são incluídos para demonstrar o adequado desempenho do observador com o sistema de controle do MMC sob diferentes condições de operação.

Palavras-chave – Controle das Tensões Equivalentes, Conversor Multinível Modular, Observador por Modos Deslizantes.

SLIDING MODE OBSERVER APPLIED ON EQUIVALENT ARM VOLTAGE CONTROL IN MODULAR MULTILEVEL CONVERTERS

Abstract – This paper proposes a sliding mode observer (SMO) for equivalent capacitor voltages control in modular multilevel converters (MMC) to reduce the communication complexity in applications with high number of series-connected submodules. This technique is used in the MMC control system and allows a simpler MMC implementation, since the individual capacitor voltages are not used in the central processor. The observer has an additional term that allows a better transient performance, unlike to the already proposed SMOs. In addition, the Lyapunov stability analysis of the SMO is presented with the design of the observer gains. Simulation and experimental results are included to demonstrate the suitable SMO performance with the MMC control system under different operating conditions.

Keywords – Equivalent Voltage Control, Modular Multilevel Converter, Sliding-Mode Observer.

Artigo submetido em 14/12/2016. Primeira revisão em 11/03/2017. Aceito para publicação em 25/05/2017 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

NOMENCLATURA

L	Indutância do polo.
C, C_e	Capacitância individual e equivalente.
v_{cc}	Tensão do barramento CC.
v_{ao}	Tensão de saída do conversor.
v_x	Tensão do polo $x \in \{p, n\}$.
$v_{Cx, j}$	Tensão do j -ésimo capacitor do polo x .
v_{Cex}	Tensão medida do capacitor equivalente.
\hat{v}_{Cex}	Tensão observada do capacitor equivalente.
\tilde{v}_{Cex}	Erro de tensão equivalente do polo x .
i_a	Corrente de fase.
i_x	Corrente medida do polo x .
\hat{i}_x	Corrente observada do polo x .
\tilde{i}_x	Erro de corrente do polo x .
K_{ix}, K_{vx}	Ganhos do observador.
i_{int}	Corrente interna.
m_x	Modulante do polo x .
$m_{x, j}$	Modulante do j -ésimo SM do polo x .
f_{sw}, T_{sw}	Frequência e período de comutação.
f_s, T_s	Frequência e período de amostragem.
$\langle f \rangle_{T_{sw}}$	Média de f no período T_{sw} .

I. INTRODUÇÃO

O conversor multinível modular (MMC–*Modular Multilevel Converter*) é considerado uma topologia altamente atrativa para aplicações de alta tensão e de alta potência, devido às suas características intrínsecas como [1]–[7]: (i) operação sem a necessidade de transformadores; (ii) estrutura modular; (iii) barramento CC comum; e (iv) elevada escalabilidade para atingir níveis elevados de potência e tensão.

O MMC usualmente tem um grande número de submódulos (SMs) conectados em série em aplicações de altas potências, e um grande número de sensores de tensão são necessários para garantir o funcionamento adequado do MMC. Estas medições são comumente transmitidas para um controlador central [8]–[12], o que pode aumentar a complexidade de comunicação entre os SMs e o controlador central na medida que o número de SMs aumenta.

O interesse em reduzir a complexidade de implementação do MMC surgiu recentemente por meio de diversas estratégias. Estas estratégias baseiam-se em três conceitos distintos: (i) uso de diferentes estruturas de comunicação (com $2N$ tensões dos capacitores medidas por fase, onde N é o número de SMs por polo) [12]–[16]; (ii) redução do número de medidas das tensões dos capacitores [17], [18]; e (iii) eliminação das aquisições de tensão dos capacitores [19]–[25].

Diferentes abordagens para a implementação de sistemas de controle têm sido utilizados de forma crescente com o objetivo de reduzir a quantidade de informações transferidas entre os SMs e o processador central e, conseqüentemente, os requisitos de comunicação do sistema. Um exemplo é o uso de concentradores [12], os quais podem receber as informações de todas as tensões dos capacitores dos SMs através de sinais digitais provenientes de conversores tensão-frequência. Os concentradores podem ser implementados em cada polo do conversor e enviam para o processador central apenas as tensões dos polos equivalentes. Outro conceito que proporciona o reduzido fluxo de informações é o hierárquico com as estratégias de controle e de modulação distribuídos, os quais normalmente tem sido implementados com topologias de comunicação radiais ou em anel [13]–[16]. Nestas estratégias é possível realizar a comunicação entre o processador central e os SMs através de uma comunicação com dois canais ópticos por SM, onde o processador central pode enviar as ações de controle para que sejam implementadas localmente nos SMs, receber os sinais de falha e receber as medições das tensões dos capacitores [13]. Este procedimento evita que pelo menos quatro canais ópticos sejam destinados exclusivamente para os sinais de modulação, medição e proteção de cada SM quando não há processadores locais. Por outro lado, independentemente da utilização de controladores distribuídos ainda necessita-se da informação das tensões de cada capacitor para a implementação do controle das tensões equivalentes dos polos no processador central [12], o que não é desejável especialmente quando há um número elevado de SMs.

Outras estratégias baseadas na redução ou eliminação das medições de tensão dos capacitores têm sido propostas com o intuito de reduzir os esforços de comunicação e computacionais, tais como: estratégias de medição da tensão de um conjunto de SMs [17], [18], estratégias em malha aberta [19]–[23], observadores adaptativos [24], [25] e observadores por modos deslizantes (SMO) [26], [27]. As estratégias apresentadas em [17], [18] reduzem o número de medições de tensão e a complexidade do sistema de comunicação através da medição da tensão nos terminais de saída de um conjunto de SMs. No entanto, os sensores de tensão necessitam ter uma banda passante maior para medir as tensões de saída, quando forem utilizadas estratégias de modulação por largura de pulso (PWM) e devem ter maior capacidade de isolamento de tensão. Estratégias de controle em malha aberta com técnicas de rotação de pulsos [19]–[21], com observadores da energia armazenada [22] ou com padrão de pulso específico [23] têm sido propostas para o controle do MMC com requisitos mínimos de comunicação. Salienta-se que estas técnicas não utilizam as informações das tensões dos capacitores, o que pode comprometer a estabilidade do MMC. Estratégias com base na observação de estados do sistema em malha fechada podem proporcionar a redução do número de sensores e da complexidade de comunicação para a implementação do sistema de controle [24], [25]. Em [24] foi proposto um observador adaptativo para sistemas de controle do MMC com a análise da estabilidade do observador através do método de Lyapunov. Entretanto, o uso de estratégias adaptativas apresenta maior complexidade de projeto e de implementação em relação às demais estratégias supracitadas.

Já as estratégias de SMO são caracterizadas por sua simplicidade de implementação, rejeição de distúrbios e elevada robustez. O SMO foi proposto para detecção e isolamento de falhas no MMC [26] e também para aplicações de sistemas de controle do MMC [27]. Em [26] foi proposto um SMO que utiliza os estados observados para identificar falhas em semicondutores dos SMs, onde os estados observados são comparados com os estados medidos. Além disso, a robustez do observador é melhorada através da estimação das incertezas do sistema. Ao contrário dos observadores supracitados [26], [27], uma das características e contribuições do observador proposto é a adição de um termo dependente do erro de observação de corrente na equação diferencial da tensão observada. Este termo resulta em uma convergência mais rápida da tensão observada em relação ao seu valor real e ainda garante uma maior robustez do método proposto.

Assim, este artigo apresenta a análise e projeto de um observador por modos deslizantes utilizado no controle das tensões de polo equivalentes do MMC. Adicionalmente, são apresentadas contribuições importantes em relação à [28]: (i) prova de estabilidade do observador considerando variações paramétricas e dinâmicas não-modeladas; (ii) resultados de simulação e experimentais do observador sob diferentes condições de operação, tais como variação paramétrica e afundamento de tensão na rede elétrica CA. Os resultados demonstram o desempenho do observador sob condições distintas de operação, incluindo degraus de carga, variações na referência de tensão do sistema de controle e em regime permanente.

II. CONVERTOR MULTINÍVEL MODULAR

A estrutura do MMC apresentada na Figura 1(a) possui dois polos x ($x \in \{p, n\}$) que compõem uma fase. Cada polo é constituído essencialmente da conexão série de N SMs meia-ponte, conforme apresentado na Figura 1(b), com um indutor L em série, o qual é utilizado para absorver a diferença de tensão entre o barramento CC e as tensões sintetizadas pelos SMs $v_{x,j}$ ($j \in \{1, 2, \dots, N\}$).

A partir das tensões de polo v_x é sintetizada a forma de onda da tensão de fase v_{ao} , dada por:

$$v_{ao}(t) = \frac{v_n(t) - v_p(t)}{2}. \quad (1)$$

As tensões dos polos são moduladas através da estratégia de modulação por largura de pulso com múltiplas portadoras triangulares deslocadas em fase (PSPWM–*Phase-Shift Pulse-Width Modulation*) para sintetizar a forma de onda CA desejada na saída do MMC. As tensões sintetizadas pelos SMs resultam em tensões nos polos v_x dadas por:

$$v_x(t) = \sum_{j=1}^N v_{x,j}(t) = \sum_{j=1}^N s_{x,j}(t)v_{Cx,j}(t) \quad (2)$$

onde $v_{Cx,j}$ é a tensão do barramento CC do j -ésimo SM, a qual possui valor nominal de V_{cc}/N , e $s_{x,j}$ é o estado dos interruptores de cada SM dado por:

$$s_{x,j}(t) = \begin{cases} 1, & \text{quando o interruptor S está fechado} \\ 0, & \text{quando o interruptor S está aberto.} \end{cases} \quad (3)$$

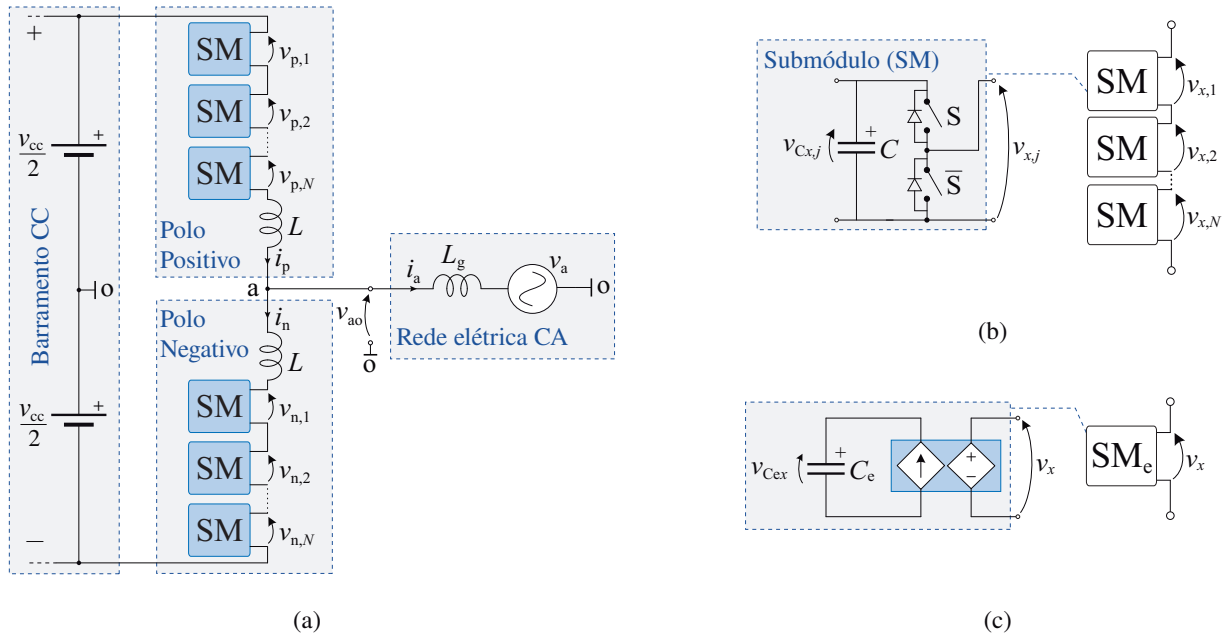


Fig. 1. Conversor multinível modular. (a) Topologia monofásica. (b) Submódulo meia-ponte. (c) Conceito de polo equivalente.

Assim, com o objetivo de sintetizar tensões senoidais nas fases, os estados dos SMs $s_{x,j}$ são obtidos a partir de sinais modulantes que possuem [29]: (i) uma componente comum a todos os SMs, definida como m_{int} ; e (ii) uma componente CA m_a em contra-fase no polo positivo e em fase no polo negativo ambas em relação à tensão de fase.

O uso das modulantes em cada polo juntamente com a estratégia de modulação PSPWM resulta em correntes nos polos i_x compostas por: (i) uma componente CA na frequência fundamental da tensão de fase, a qual representa o processamento de potência ativa entre os SMs e a rede elétrica CA; e (ii) uma componente interna, definida como [10]

$$i_{int}(t) = \frac{i_p(t) + i_n(t)}{2} \quad (4)$$

que é composta por: (i) uma componente CC, a qual representa o processamento de potência ativa entre o barramento CC e os SMs; (ii) componentes CA de baixa frequência, relacionadas à ondulação de tensão sobre os indutores, predominantemente no dobro da frequência fundamental; e (iii) componentes CA de alta frequência, relacionadas às ondulações na frequência de comutação, quando a tensão resultante da modulação sobre os indutores não é nula.

A. Conceito de Polo Equivalente

O conceito de polo equivalente é apresentado para o polo positivo em função da similaridade entre os polos. Nesta análise são consideradas as seguintes hipóteses:

1. A tensão equivalente é igual a soma das tensões dos capacitores de N SMs do mesmo polo;
2. As constantes de tempo do conversor são muito maiores que o período de comutação, assim $m_{x,j} = \langle s_{x,j} \rangle_{T_{sw}}$.

A partir da Figura 1(a) obtém-se a equação diferencial da

corrente do polo positivo, dada por

$$\frac{di_p(t)}{dt} = \frac{v_{cc}(t)}{2L} - \frac{v_p(t)}{L} - \frac{v_{ao}(t)}{L} \quad (5)$$

onde v_p é a tensão do polo positivo, v_{ao} é a tensão de fase e v_{cc} é a tensão do barramento CC.

A equação diferencial da tensão do j -ésimo capacitor do polo positivo $v_{Cp,j}$ é

$$\frac{dv_{Cp,j}(t)}{dt} = \frac{m_{p,j}(t)i_p(t)}{C} \quad (6)$$

onde C é a capacitância dos SMs, $m_{p,j}$ é o sinal modulante do j -ésimo SM do polo positivo, $v_{Cp,j}$ é a tensão do barramento CC do j -ésimo SM do polo positivo e i_p é a corrente do polo positivo.

A tensão equivalente é obtida pela soma das tensões de todos os capacitores de um mesmo polo. Assim, a dinâmica da soma das tensões de um mesmo polo é dada por

$$\sum_{j=1}^N \frac{dv_{Cp,j}(t)}{dt} = \sum_{j=1}^N \frac{m_{p,j}(t)i_p(t)}{C}. \quad (7)$$

Assumindo que todos SMs possuem o mesmo processamento de potência ativa, consideram-se os mesmos sinais modulantes para todos os SMs, ou seja, $m_{p,j} = m_p$. Assim, (7) pode ser reescrita da seguinte forma

$$\frac{dv_{Cep}(t)}{dt} = \frac{m_p(t)i_p(t)}{C_e} \quad (8)$$

onde $C_e = C/N$ e v_{Cep} é a tensão do capacitor equivalente do polo positivo com valor nominal igual à V_{cc} .

Conforme (8), cada polo é modelado como um SM equivalente que possui um capacitor equivalente C_e , como mostrado na Figura 1(c). O circuito equivalente para uma fase do MMC é apresentado na Figura 2.

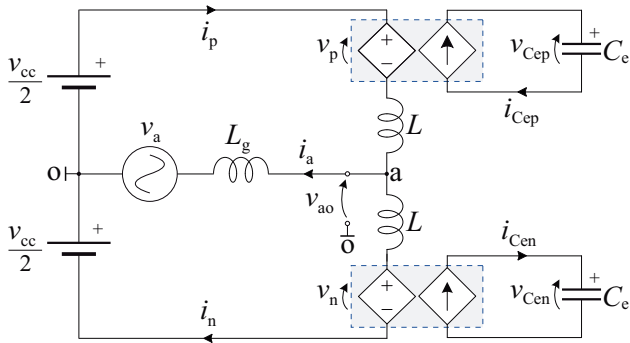


Fig. 2. Circuito equivalente de uma fase do MMC.

B. Estrutura do Sistema de Controle

Os sistemas de controle empregados para garantir a operação adequada do MMC usualmente possuem três objetivos principais [8], [29]:

1. Controle da componente CC da corrente interna, com ou sem a minimização das componentes circulantes no dobro da frequência fundamental;
2. Ajuste da tensão equivalente de cada polo, garantindo o controle dos fluxos de potência entre barramento CC, polos do MMC e a rede elétrica CA;
3. Ajuste do fluxo de potência individual necessário para regular as tensões CC dos capacitores de cada SM.

O sistema de controle do MMC empregado neste trabalho está apresentado na Figura 3. Este sistema de controle é composto por uma malha interna de corrente com o uso do controlador $C_i(s)$, duas malhas externas de tensão com controladores $C_v^+(s)$ e $C_v^-(s)$ e $N - 1$ malhas individuais de controle das tensões CC em cada polo com controladores individuais $C_{vi}(s)$. Adicionalmente, as funções $H_v(s)$, $H_i(s)$ e $H_{vi}(s)$ representam os ganhos dos sensores.

1) *Malha de controle da corrente interna:* As correntes dos polos do MMC usualmente são controladas através das componentes CC e CA das tensões dos polos para garantir o balanço de potência ativa processada entre o barramento CC, os SMs e a rede elétrica CA. As componentes CC e CA das tensões dos polos são modificadas através das componentes CC e CA da modulante aplicada ao polo.

Na malha interna de corrente apresentada na Figura 3, o sinal de controle m_{int} modifica as componentes CC e CA da corrente interna do conversor com o uso de um controlador proporcional-integral $C_i(s)$. A parcela CC gerada por $C_i(s)$ modifica a componente CC das tensões do polo v_x , permitindo que seja realizado o controle da componente CC da corrente interna. O termo CA na frequência fundamental gerado por $C_i(s)$ modifica a diferença entre as componentes CA das tensões dos polos v_x , permitindo o controle da componente CA da corrente interna na frequência fundamental. Em condições de equilíbrio entre os polos, a componente CA da corrente interna na frequência fundamental é nula e, portanto, somente é aplicada quando há a necessidade de equilibrar as tensões equivalentes dos polos do MMC.

2) *Malhas de controle das tensões equivalentes dos polos:* a malha interna tem como objetivo controlar as componentes

CC e CA da corrente interna, enquanto as malhas de controle da soma e da subtração das tensões dos capacitores equivalentes ($v_{Ce}^+ = v_{Cep} + v_{Cen}$ e $v_{Ce}^- = v_{Cep} - v_{Cen}$) alteram, respectivamente, as componentes CC e CA da referência da malha interna de corrente i_{int}^* . Desta forma, a malha externa de v_{Ce}^+ tem como objetivo ajustar o balanço de potência entre o barramento CC e os SMs [6], [8] através do controle da soma das tensões equivalentes dos polos para a referência de $2V_{cc}$, visto que cada tensão equivalente possui valor nominal igual a V_{cc} . Já a malha externa de v_{Ce}^- tem como objetivo equilibrar as tensões equivalentes dos polos através do ajuste da componente CA na frequência fundamental da corrente interna [8], o qual é obtido para controlar a subtração das tensões equivalentes para uma referência nula.

O observador por modos deslizantes é utilizado para obter as tensões equivalentes observadas de cada polo (\hat{v}_{Cep} e \hat{v}_{Cen}) e, conseqüentemente, a soma e a subtração das tensões equivalentes \hat{v}_{Ce}^+ e \hat{v}_{Ce}^- . Desta forma, a utilização de observadores no sistema de controle da soma e subtração das tensões equivalentes evita que todas as tensões dos capacitores sejam enviadas para o processador central. Adicionalmente, o processador central envia apenas as componentes comuns aos SMs, que são a corrente interna i_{int} e a lei de controle da corrente interna m_{int} .

3) *Malhas de controle das tensões individuais:* São utilizados $N - 1$ controladores individuais para realizar o ajuste individual das tensões dos capacitores, uma vez que as tensões equivalentes dos polos são controladas pelas malhas de controle da soma e da subtração das mesmas. Desta forma, o sistema de controle adotado baseia-se nas modulantes individuais de cada SM, que para o polo positivo são dadas por

$$m_{p,j}(t) = M_{cc} + m_{int}(t) - m_a(t) + \Delta m_{p,j}(t) \quad (9)$$

onde M_{cc} é a componente CC do sinal modulante, m_{int} é a lei de controle da corrente interna, a qual é composta pelos ajustes das componentes CC e CA da corrente interna, m_a é o sinal modulante na frequência fundamental que define a forma de onda de tensão de fase e $\Delta m_{p,j}$ é o ajuste individual das tensões dos capacitores.

III. OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES DAS TENSÕES EQUIVALENTES DOS POLOS¹

De acordo com [30] um sistema dinâmico opera em modo deslizante quando uma das entradas do sistema é uma função não-linear, a qual permite tornar a derivada dos estados positiva ou negativa a partir da diferença entre os estados observado e medido. Esta função possibilita que os estados reais do sistema sejam rastreados a partir do modelo dinâmico do sistema. Assim, a partir de (5) e (8) obtêm-se as equações diferenciais do observador, dadas por

$$\frac{d\hat{i}_p}{dt} = \frac{v_{cc}}{2L} - \frac{m_p \hat{v}_{Cep}}{L} - \frac{v_{ao}}{L} - u_p \quad (10)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Cep}}{dt} = \frac{m_p \hat{i}_p}{C_e} + K_{vp} \left[\tilde{i}_p \right] u_p \quad (11)$$

¹A partir desta seção o termo (t) foi suprimido em todas as variáveis dependentes do tempo para simplificar a apresentação das equações.

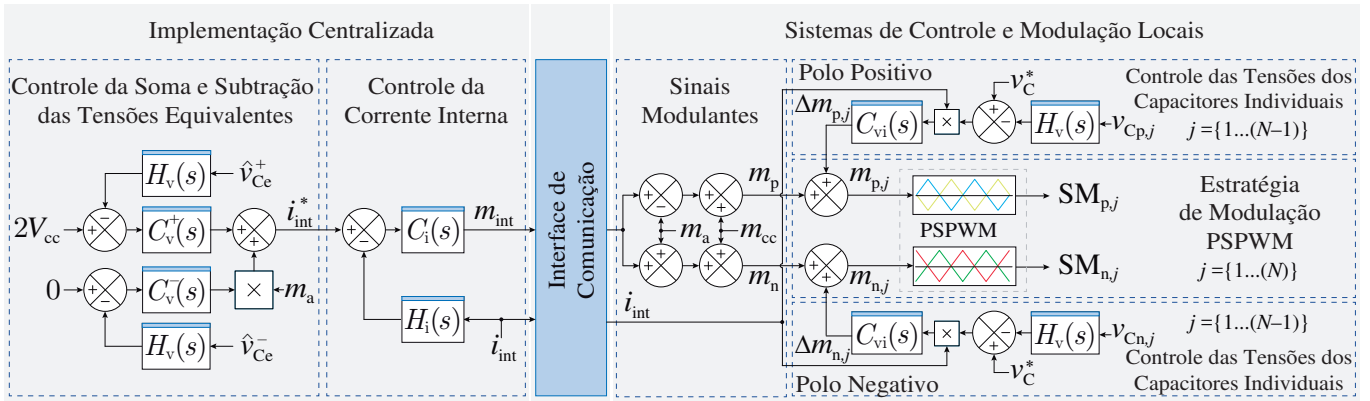


Fig. 3. Sistema de controle de uma fase do MMC.

onde \hat{i}_p é a corrente observada do polo positivo, \hat{v}_{Cep} é a tensão observada do capacitor equivalente do polo positivo, K_{vp} é o ganho do observador de tensão do polo positivo e u_p é a função descontínua do observador do polo positivo, dada por

$$u_p = K_{ip} \text{sign}(\tilde{i}_p) \quad (12)$$

onde K_{ip} é o ganho da função chaveada e \tilde{i}_p é o erro entre a corrente observada e medida do polo positivo, dada por

$$\tilde{i}_p = \hat{i}_p - i_p. \quad (13)$$

Salienta-se que o termo $|\tilde{i}_p|$ de (11) foi adicionado para garantir um melhor desempenho transitório do observador quando comparado com outras estratégias aplicadas ao MMC. Em regime transitório, a velocidade de convergência de (11) aumenta proporcionalmente com o termo $|\tilde{i}_p|$. Desta forma, a velocidade de convergência de (11) será maior quando o observador possuir elevado erro de corrente e diminuirá proporcionalmente na medida em que o observador se aproxima dos valores nominais de corrente e tensão. A operação do observador em regime permanente indica a existência de pequenos erros de corrente \tilde{i}_p , devido a atuação da função chaveamento (12).

A. Análise de Estabilidade por Lyapunov

As equações (5) e (8) são reescritas para verificar a convergência do observador considerando as variações paramétricas e dinâmicas não-modeladas, o que resulta em

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{v_{cc}}{2L} - \frac{v_p}{L} - \frac{v_{ao}}{L} + \xi_{i\Delta} \quad (14)$$

$$\frac{dv_{Cep}}{dt} = \frac{m_p i_p}{C_e} + \xi_{v\Delta} \quad (15)$$

onde os termos $\xi_{i\Delta}$ e $\xi_{v\Delta}$ representam as variações paramétricas e dinâmicas não-modeladas, respectivamente, da corrente do polo positivo e da tensão equivalente do polo positivo.

Considere a seguinte candidata à função Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{v}_{Cep}^2 + \tilde{i}_p^2) \geq 0. \quad (16)$$

A derivada de (16) resulta em:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d\tilde{v}_{Cep}}{dt} \tilde{v}_{Cep} + \frac{d\tilde{i}_p}{dt} \tilde{i}_p. \quad (17)$$

O erro da corrente do polo positivo \tilde{i}_p é obtido a partir de (10), (13) e (14), o que resulta em

$$\frac{d\tilde{i}_p}{dt} = -\xi_{i\Delta} - \frac{m_p}{L} \tilde{v}_{Cep} - u_p \quad (18)$$

e o erro da tensão do capacitor equivalente do polo positivo \tilde{v}_{Cep} é obtida a partir de (8) e (11), dada por

$$\frac{d\tilde{v}_{Cep}}{dt} = \frac{m_p \tilde{i}_p}{C_e} + K_{vp} |\tilde{i}_p| u_p - \xi_{v\Delta}. \quad (19)$$

Substituindo (18) e (19) em (17) resulta-se em

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} = & \left(\frac{m_p}{C_e} - \frac{m_p}{L} - K_{vp} K_{ip} \right) \tilde{i}_p \tilde{v}_{Cep} \\ & - K_{ip} |\tilde{i}_p| - \xi_{v\Delta} \tilde{v}_{Cep} - \xi_{i\Delta} \tilde{i}_p. \end{aligned} \quad (20)$$

Desta forma, para o primeiro termo de (20) ser nulo, o ganho K_{vp} pode ser dado por

$$K_{vp} = \frac{C_e^{-1} m_p - L^{-1} m_p}{K_{ip}}. \quad (21)$$

Substituindo (21) em (20) obtém-se

$$\frac{dV}{dt} = -K_{ip} |\tilde{i}_p| - \xi_{v\Delta} \tilde{v}_{Cep} - \xi_{i\Delta} \tilde{i}_p. \quad (22)$$

A partir de (22) observa-se que a condição

$$K_{ip} |\tilde{i}_p| > |\xi_{i\Delta} \tilde{i}_p| + |\xi_{v\Delta} \tilde{v}_{Cep}|$$

deve ser garantida para $\frac{dV}{dt} < 0$. Verifica-se a partir de (19) que o erro de corrente \tilde{i}_p depende diretamente do erro de tensão \tilde{v}_{Cep} . Esta relação indica que um aumento no erro de tensão \tilde{v}_{Cep} causa um aumento no erro de corrente \tilde{i}_p , o que contribui

para o aumento de $K_{ip}|\tilde{i}_p|$. Desta forma, a operação em modos deslizantes com $\frac{dV}{dt} < 0$ é garantida para K_{ip} suficientemente grande, onde a função chaveamento compensa os termos referentes à variações paramétricas e dinâmicas não-modeladas.

B. Exemplo de Projeto do SMO

O observador descrito por meio de (10) e (11) foi discretizado pelo método de Euler com período de amostragem T_s para a implementação do mesmo em um processador digital de sinais (modelo TMS320F28335). As equações diferença do SMO são dadas por:

$$\hat{i}_p(k+1) = \hat{i}_p(k) + g_1 \frac{v_{cc}(k)}{2} - g_2(k)\hat{v}_{Cep}(k) - g_1 v_{ao}(k) - u_p(k) \quad (23)$$

$$\hat{v}_{Cep}(k+1) = \hat{v}_{Cep}(k) + g_3(k)\hat{i}_p(k) - K_{vp} |\tilde{i}_p(k)| u_p(k) \quad (24)$$

onde

$$u_p(k) = T_s K_{ip} \text{sign}(\hat{i}_p(k) - i_p(k)) \quad (25)$$

e os ganhos são

$$g_1 \triangleq \frac{T_s}{L} \quad (26)$$

$$g_2(k) = g_1 m_p(k) \quad (27)$$

$$g_3(k) = \frac{T_s m_p(k)}{C_e} \quad (28)$$

Os ganhos K_{ip} e K_{vp} de (24) e de (25) são definidos neste exemplo de projeto para garantir a adequada convergência e operação em regime permanente do observador proposto.

A partir de (23) nota-se que a corrente observada $\hat{i}_p(k+1)$ depende dos parâmetros do modelo dinâmico e da função chaveamento de definida em (25). Esta função chaveamento insere uma oscilação $\Delta_{\hat{i}_p}$ em torno da corrente observada, a qual é necessária para a convergência e estabilidade do observador. Esta oscilação é dada por:

$$\Delta_{\hat{i}_p} = T_s K_{ip} \quad (29)$$

onde a corrente observada estará confinada em uma região limitada em regime permanente entre $-\Delta_{\hat{i}_p}$ e $+\Delta_{\hat{i}_p}$.

A partir de (29) define-se $K_{ip} = 60000$ para garantir uma ondulação $\Delta_{\hat{i}_p} = 5$ A, considerando uma frequência de amostragem de 12 kHz. Assim, a partir dos parâmetros definidos na Tabela I, do ganho K_{ip} e da condição apresentada em (21) define-se $K_{vp} = 0,0196$. Neste caso, considerou-se que $m_p(t) = M_a$.

IV. RESULTADOS

Resultados de simulação e experimentais foram obtidos para demonstrar o desempenho do observador das tensões equivalentes dos polos sob diferentes condições de operação. Os parâmetros estão apresentados na Tabela I e o diagrama do sistema implementado está mostrado na Figura 4.

O MMC implementado possui três SMs por polo para

TABELA I
Parâmetros do Sistema Proposto

Parâmetros	Valores
Potência de saída	$S_a = 600$ VA
Capacitância equivalente	$C = 1$ mF
Indutância do polo	$L = 500$ μ H
Frequência da rede CA	$f_a = 60$ Hz
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 450$ V
Frequência de comutação	$f_{sw} = 6$ kHz
Frequência de amostragem	$f_s = 12$ kHz
Índice de modulação de amplitude	$M_a = 0,7982$
Número de SMs por polo	$N = 3$
Ganhos do observador	$K_{ix} = 60000$ $K_{vx} = 0,0196$

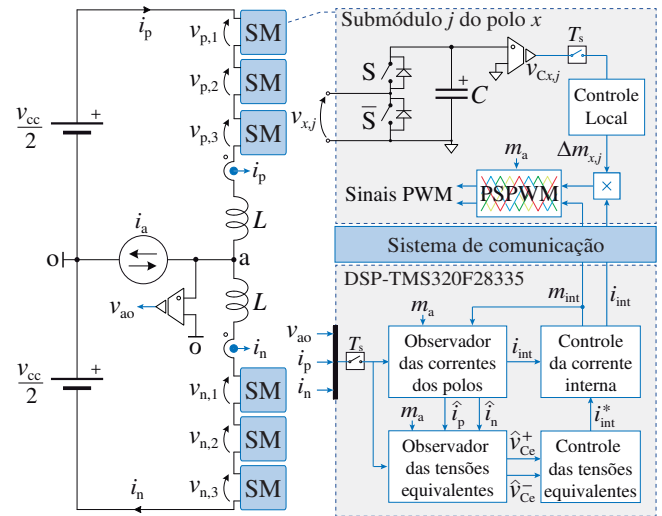


Fig. 4. Estrutura completa do sistema implementado.

verificação do desempenho do observador operando com as estratégias de controle da corrente interna, da soma e subtração das tensões equivalentes dos polos e da regulação das tensões individuais dos capacitores. Na Figura 4 observa-se que tanto o observador quando as três malhas de controle supracitadas são implementadas no processador central, fazendo uso das informações de tensão do barramento CC, tensão de saída e correntes dos polos. Além disso, a partir da Figura 4 nota-se que o sistema de comunicação possui reduzido fluxo de informações, ao contrário de outras estratégias que enviam as informações de todas as tensões dos capacitores para o processador central. Assim, com a estratégia proposta é possível que o fluxo de informações no processador central seja reduzido mesmo com um número elevado de SMs, uma vez que as tensões dos capacitores de cada SM $v_{C_{x,j}}$ são processadas localmente. Nesta estratégia, são enviadas para os SMs apenas a lei de controle da malha interna de corrente m_{int} e a corrente interna medida i_{int} .

A. Resultados de Simulação

Os resultados de simulação visam apresentar o desempenho do observador com a operação em regime permanente, frente de carga e com mudança da referência do sistema de controle da soma das tensões equivalentes dos polos.

Na Figura 5 são apresentadas as formas de onda em regime permanente tanto do MMC como do SMO. Na Figura 5(a) é

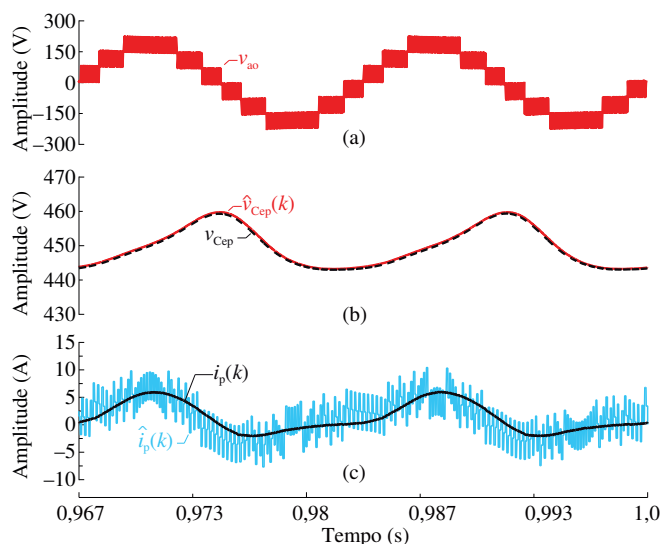


Fig. 5. Resultados de simulação do desempenho do observador em regime permanente. (a) Tensão de saída. (b) Tensão do capacitor equivalente medida e observada. (c) Corrente do polo positiva amostrada e observada.

apresentada a forma de onda da tensão de saída v_{ao} . Na Figura 5(b) são comparadas as formas de onda da tensão medida e observada do capacitor equivalente. Adicionalmente, são apresentadas as formas de onda da corrente do polo positivo amostrada e observada na Figura 5(c). Neste resultado nota-se que o observador apresenta desempenho adequado em regime permanente.

Na Figura 6(a) é apresentado o desempenho do observador frente à degrau de carga de $0 \rightarrow 1$ p.u. em 0,2 s. O equilíbrio das tensões equivalentes dos polos do MMC depende da quantidade de potência ativa extraída do barramento CC, obtida através da componente CC da corrente interna i_{int} , e da potência ativa entregue à rede elétrica CA, obtida através da componente CA na frequência fundamental das correntes dos polos. Desta forma, a componente CC da corrente interna é modificada para equilibrar o fluxo de potência global do MMC, onde é realizado o ajuste da referência da malha interna de corrente por meio da malha externa da soma das tensões equivalentes. É importante destacar que nesta condição as tensões observadas informam adequadamente o sistema de controle, visto que as variações ocorridas na lei de controle são utilizadas no observador através da modulante equivalente do polo m_p .

Na Figura 6(b) é apresentado o desempenho do observador na condição de variações na referência da malha de controle das tensões equivalentes. Neste resultado a referência foi modificada entre os valores de 1,066 p.u. (475 V) e 0,944 p.u. (425 V). Inicialmente, a partir do valor nominal de 1 p.u., reduz-se a referência para 0,944 p.u. de 0,1 s até 0,3 s, eleva-se até 1,066 p.u. entre 0,4 s e 0,8 s e retorna-se ao valor nominal de 1 p.u. em 1,1 s. Salienta-se que o observador apresenta desempenho adequado no rastreamento das tensões, mesmo com variações na referência de tensão do sistema de controle.

Na Figura 6(c) é apresentado o desempenho do observador considerando uma variação paramétrica na capacitância equivalente C_e de 0,333 mF para 0,167 mF em 0,65 s. Este resultado demonstra que apenas o valor médio da tensão equivalente é rastreado, o que é suficiente para garantir o

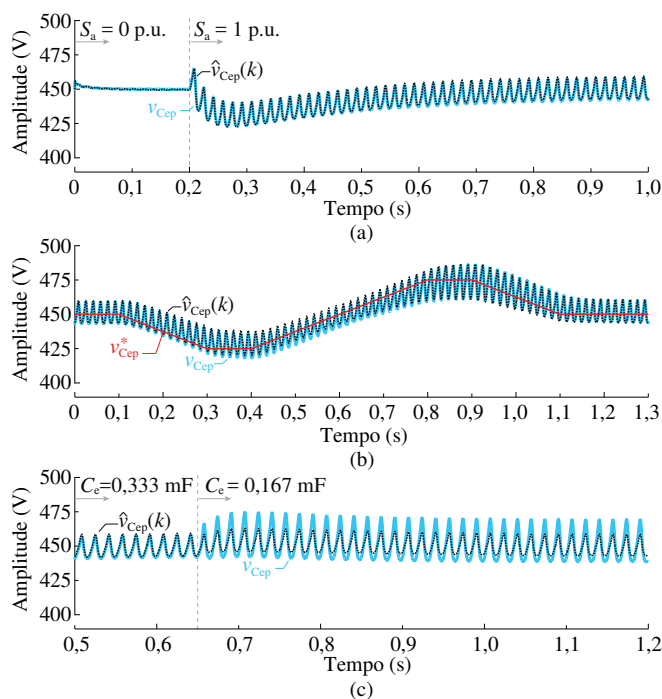


Fig. 6. Resultados de simulação do observador. (a) Degrau de carga de $0 \rightarrow 1$ p.u. em 0,2 s. (b) Variação na referência da malha de controle da soma das tensões. (c) Variação paramétrica da capacitância equivalente de $C_e = 0,333$ mF para $C_e = 0,167$ mF em 0,65 s.

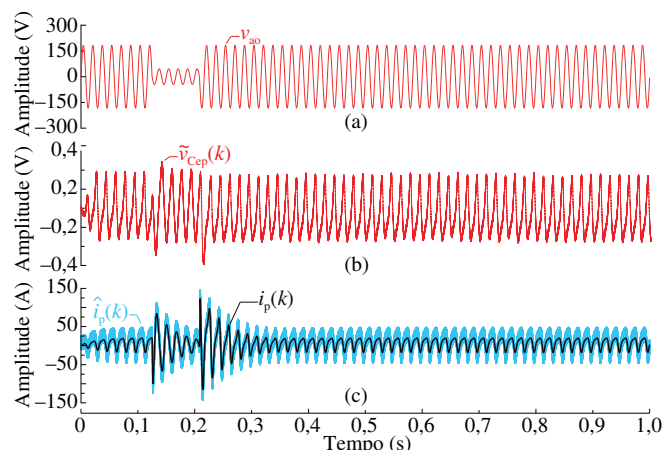


Fig. 7. Resultados de simulação do observador com redução da tensão v_{ao} de 1 p.u. para 0,25 p.u. entre 0,125 s e 0,2083 s. (a) Tensão v_{ao} . (b) Erro da tensão do capacitor equivalente \tilde{v}_{Cep} . (c) Corrente do polo positivo observada \hat{i}_p e medida i_p .

funcionamento em malha fechada do sistema de controle, visto que são controlados os valores médios das tensões equivalentes.

Os resultados apresentados na Figura 7 representam o desempenho do observador considerando o aumento da corrente do polo positivo durante uma afundamento de tensão na rede elétrica CA. Na Figura 7(a) é apresentada a forma de onda da tensão v_{ao} , a qual é reduzida de 1 p.u. para 0,25 p.u. entre 0,125 s e 0,2083 s. Na Figura 7(b) é apresentada a forma de onda do erro da tensão equivalente e na Figura 7(c) as formas de onda da corrente medida e da corrente observada do polo positivo. Neste resultado a corrente do polo positivo aumenta significativamente devido à diminuição da tensão v_{ao} . A tensão observada apresenta um pequeno incremento no erro em 0,125

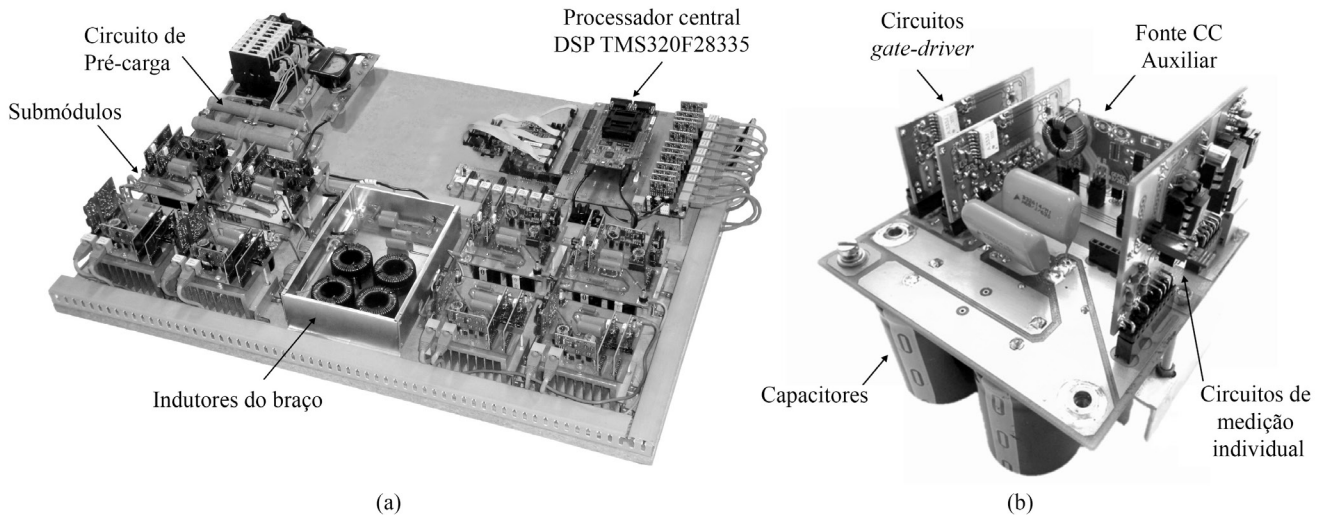


Fig. 8. Foto do protótipo experimental. (a) Conversor. (b) Submódulo.

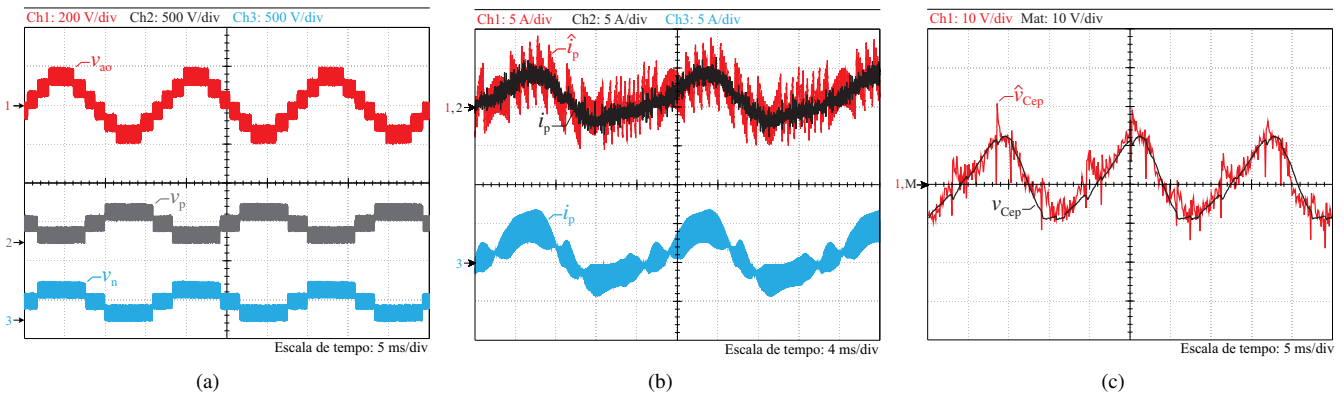


Fig. 9. Resultados experimentais do desempenho do conversor e do observador em regime permanente. (a) Formas de onda da tensão de saída (Ch1) e das tensões dos polos (Ch2, Ch3). (b) Formas de onda da corrente do polo positivo observada (Ch1), amostrada (Ch2) e medida (Ch3). (c) Formas de onda da tensão do capacitor equivalente observada (Ch1) e medida (MAT=Ch2+Ch3+Ch4).

s e 0,2083 s, o qual é compensado após o rastreamento da corrente do polo positivo.

B. Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos com o propósito de mostrar o desempenho do observador sob as mesmas condições de operação da simulação. Os parâmetros do protótipo experimental apresentado na Figura 8 e a estrutura do mesmo estão apresentados na Tabela I e na Figura 4.

Na Figura 9 são apresentadas as formas de onda do conversor e do observador em regime permanente. Na Figura 9(a) são mostradas as formas de onda das tensões sintetizadas nos polos e na saída do MMC. Na Figura 9(b) são mostradas as formas de onda da corrente do polo observada (Ch1), amostrada no DSP (Ch2) e medida no conversor (Ch3). Já na Figura 9(c) são mostradas as formas de onda da tensão equivalente do polo observada (Ch1) e medida no conversor (Mat=Ch2+Ch3+Ch4), uma vez que a tensão equivalente do polo corresponde a soma das tensões dos capacitores individuais. Observa-se o desempenho adequado no rastreamento da tensão equivalente bem como da corrente, onde a ondulação causada pela função chaveamento permanece dentro da faixa de $\Delta i_p = 5$ A.

Na Figura 10 é apresentado o desempenho do observador

com a comparação entre a tensão equivalente observada (Ch1) e medida (Mat=Ch2+Ch3+Ch4) sob condições de variação de carga e de mudança na referência da malha de controle das tensões equivalentes. Na Figura 10(a) é apresentado o desempenho do observador sob condição degrau de carga de 1 p.u. No resultado da Figura 10(b) a referência da malha de controle da soma das tensões foi modificada entre os valores de 1,0 p.u. (450 V) e 0,967 p.u. (435 V). Inicialmente, a partir do valor nominal de 1 p.u., reduziu-se a referência para 0,967 p.u. e após 100 ms retornou-se para o valor nominal de 1,0 p.u. Em ambos resultados o observador apresentou desempenho satisfatório no rastreamento da tensão equivalente.

V. CONCLUSÕES

A forma de implementação e gerenciamento das informações necessárias para o funcionamento adequado do conversor multinível modular é uma tarefa desafiadora. A estratégia proposta possibilita que o sistema de controle do MMC seja implementado apenas com o envio das medições de corrente e dos sinais modulantes comuns produzidos pelas malhas de controle da corrente interna, sem a necessidade do envio das $6N$ tensões dos capacitores dos SMs à um

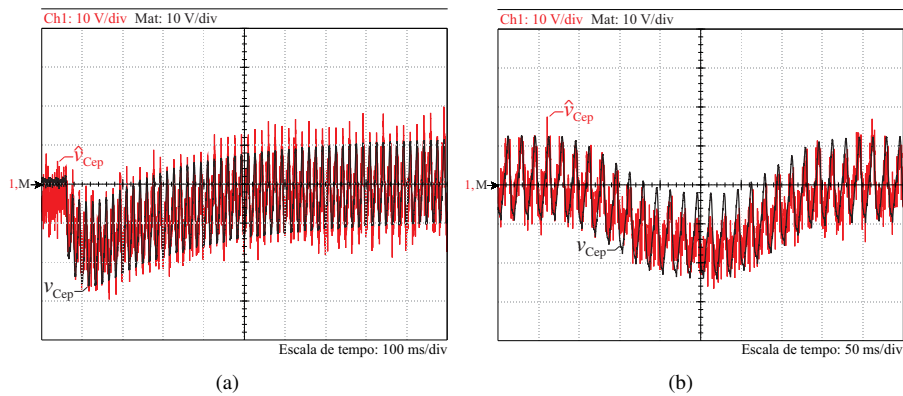


Fig. 10. Resultados experimentais da tensão do capacitor equivalente observada (Ch1) e medida (MAT=Ch2+Ch3+Ch4). (a) Operação com degrau de carga de 1 p.u. (b) Operação com a modificação da referência da malha de controle da soma das tensões equivalentes entre valores de 1 p.u. (450 V) e 0,967 p.u. (435 V).

processador central. A análise de estabilidade por Lyapunov apresentada demonstra que o observador proposto também possui robustez frente variações paramétricas. Os resultados de simulação e experimentais demonstram que o observador apresenta comportamento adequado em regime permanente, sob condições de variação de carga, variações paramétricas, variações causadas pela na referência da malha de controle e também frente à um afundamento de tensão na rede elétrica.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Mei, Y. Ji, J. Tian, C. Huang, X. Lu, X. Du, Y. Xie, Q. Hu, T. Ma, "Balancing Control Schemes for Modular Multilevel Converters Using Virtual Loop Mapping With Fault Tolerance Capabilities", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 38–48, January 2016.
- [2] R. Marquardt, "Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications", in *Proceedings of IPEC*, pp. 502–507, 2010.
- [3] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, August 2010.
- [4] R. Lizana, M. A. Perez, D. Arancibia, J. R. Espinoza, J. Rodriguez, "Decoupled Current Model and Control of Modular Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5382–5392, September 2015.
- [5] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen, G. D. Demetriades, "Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 18–36, January 2015.
- [6] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, R. Lizana, "Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 4–17, January 2015.
- [7] R. Zeng, L. Xu, L. Yao, S. J. Finney, "Analysis and Control of Modular Multilevel Converters under Asymmetric Arm Impedance Conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 71–81, January 2016.
- [8] M. Hagiwara, R. Maeda, H. Akagi, "Control and Analysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC)", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 6, pp. 1649–1658, June 2011.
- [9] E. Solas, G. Abad, J. A. Barrena, S. Aurtenetxea, A. Carcar, L. Zajac, "Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts: Part I: Capacitor Voltage Balancing Method", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4525–4535, October 2013.
- [10] L. Harnefors, A. Antonopoulos, S. Norrga, L. Angquist, H.-P. Nee, "Dynamic Analysis of Modular Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2526–2537, July 2013.
- [11] P. M. Meshram, V. B. Borghate, "A Simplified Nearest Level Control (NLC) Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter (MMC)", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 450–462, January 2015.
- [12] D. Siemaszko, "Fast Sorting Method for Balancing Capacitor Voltages in Modular Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 463–470, January 2015.
- [13] Y. Zhou, D. Jiang, P. Hu, J. Guo, Y. Liang, Z. Lin, "A Prototype of Modular Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3267–3278, July 2014.
- [14] B. Li, D. Xu, D. Xu, R. Yang, "Prototype design and experimental verification of modular multilevel

converter based back-to-back system”, in *Proceedings of ISIE*, pp. 626–630, 2014.

- [15] L. Mathe, P. D. Burlacu, R. Teodorescu, “Control of a Modular Multilevel Converter With Reduced Internal Data Exchange”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, no. 1, pp. 248–257, February 2017.
- [16] B. Fan, Y. Li, K. Wang, Z. Zheng, L. Xu, “Hierarchical System Design and Control of an MMC-Based Power-Electronic Transformer”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, no. 1, pp. 238–247, February 2017.
- [17] S. D’Arco, J. A. Suul, “Estimation of sub-module capacitor voltages in modular multilevel converters”, in *Proceedings of EPE*, pp. 1–10, 2013.
- [18] R. Picas, J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, J. Balcells, “New Measuring Technique for Reducing the Number of Voltage Sensors in Modular Multilevel Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 177–187, January 2016.
- [19] A. Ghazanfari, Y. A. R. I. Mohamed, “A Hierarchical Permutation Cyclic Coding Strategy for Sensorless Capacitor Voltage Balancing in Modular Multilevel Converters”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 576–588, June 2016.
- [20] K. Ahmed, G. Adam, “New Modified Staircase Modulation and Capacitor Balancing Strategy of 21-level Modular Multilevel Converter for HVDC Transmission Systems”, in *Proceedings of PEMD*, pp. 1–6, 2014.
- [21] A. Elserougi, M. I. Daoud, A. M. Massoud, A. S. Abdel-Khalik, S. Ahmed, “Investigation of sensorless capacitor voltage balancing technique for modular multilevel converters”, in *Proceedings of IECON*, pp. 1569–1574, 2014.
- [22] L. Angquist, A. Antonopoulos, D. Siemaszko, K. Ilves, M. Vasiladiotis, H.-P. Nee, “Open-Loop Control of Modular Multilevel Converters Using Estimation of Stored Energy”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2516–2524, November 2011.
- [23] K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga, H. P. Nee, “A New Modulation Method for the Modular Multilevel Converter Allowing Fundamental Switching Frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3482–3494, August 2012.
- [24] H. Nademi, A. Das, L. E. Norum, “Modular multilevel converter with an adaptive observer of capacitor voltages”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 235–248, January 2015.
- [25] O. Abushafa, S. Gadoue, M. Dhaidah, D. Aktinson, “Capacitor voltage estimation in modular multilevel converters using a Kalman filter algorithm”, in *Proceedings of ICIT*, pp. 3016–3021, 2015.
- [26] S. Shao, A. J. Watson, J. C. Clare, P. W. Wheeler, “Robustness Analysis and Experimental Validation of a Fault Detection and Isolation Method for the Modular Multilevel Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3794–3805, May 2016.
- [27] A. Al-Wedami, K. Al-Hosani, A. R. Beig, “Sliding mode observer of submodular capacitor voltages in Modular Multilevel Converter”, in *Proceedings of RASM*, pp. 1–6, 2015.
- [28] G. S. da Silva, R. P. Vieira, C. Rech, “Modified sliding-mode observer of capacitor voltages in Modular Multilevel Converter”, in *Proceedings of COBEP/SPEC*, pp. 1–6, 2015.
- [29] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, P. Barbosa, “Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 37–53, January 2015.
- [30] V. Utkin, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, February 1993.

DADOS BIOGRÁFICOS

Guilherme Sebastião da Silva nasceu em Cruz Alta, RS, Brasil, em 1986. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela UNIPAMPA (2011) e Mestrado em Engenharia Elétrica pela UFSM (2013). Atualmente é professor do curso de Engenharia Elétrica na UNIPAMPA e aluno de Doutorado em Engenharia Elétrica da UFSM junto ao Grupo de Eletrônica de potência e controle (GEPOC). Tem interesse nas seguintes áreas: Conversores Multiníveis, Amplificadores de Potência e Modelagem/Controle de Conversores Estáticos de Potência. Me. Silva é membro da SOBRAEP, da PELS e da IES.

Rodrigo Padilha Vieira nasceu em Cruz Alta, RS, Brasil, em 1983, é engenheiro eletricitista pela Unijuí (2007), mestre (2008) e doutor (2012) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil. Atualmente é Professor Adjunto na UFSM e pesquisador junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Seus temas de pesquisa incluem Máquinas Elétricas, Técnicas de controle por Modos Deslizantes, Observadores por Modos Deslizantes e Técnicas de Controle aplicadas a Conversores Estáticos.

Cassiano Rech nasceu em Carazinho, RS, Brasil, em 1977. Recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil, em 1999, 2001, e 2005, respectivamente. De 2005 a 2007, atuou como professor na Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUÍ). Em 2008 e 2009, atuou como professor na Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), Joinville, Brasil. Desde 2009, atua como professor na UFSM, onde, desde 2015, é coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Em 2014 e 2015, atuou como Editor da revista Eletrônica de Potência. Desde 2016 é Presidente da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP). Suas áreas de interesse incluem conversores multiníveis, sistemas fotovoltaicos, e modelagem e controle de conversores estáticos. Dr. Rech é membro da SOBRAEP e de diversas sociedades da IEEE.