

Two-leg Modular Multilevel Cascade Converter as Active Power Filter-Control Improvement

L. Proença, and L. Rolim

Abstract—This paper analyses the use of a simplified ac-side current control algorithm strategy, independent of the number of submodules, applied to a Modular Multilevel Cascade Converter acting as an Active Power Filter (MMCC-APF) with a reduced hardware structure. Here, Model Predictive Control (MPC) with a reduced number of states is used for both ac-side current control and submodules' capacitor voltage balancing algorithm. Furthermore, analytical criteria are developed, to define the minimum number of states required for current control. This approach improves the control strategy, thus reducing computational effort for MMCC in APF applications. For the calculation of APF compensating currents, two main strategies are addressed, in order to assess ac-side currents control limitations: (i) total and (ii) specific frequencies harmonic compensation. The system analyzed in this paper consists of a nine-level MMCC connected to a medium voltage distribution grid, compensating the harmonics drained by a diode rectifier. All the analyses are conducted in the environment of circuit simulation PSIM.

Index Terms—Active power filter, Model predictive control, Modular multilevel cascade converter.

I. INTRODUÇÃO

A PROLIFERAÇÃO de cargas não-lineares no sistema de distribuição de energia, as quais drenam componentes harmônicas de corrente ou tensão, resulta em: degradação da qualidade de potência do sistema; aumento das perdas; compromete o funcionamento de outros equipamentos elétricos e/ou eletrônicos nele conectados; e eleva os índices de distorção do sistema, os quais devem ser mantidos dentro dos limites definidos pelas normas do sistema elétricos. Para mitigar esses problemas, filtros passivos (FPP) e/ou ativos (FAP) de potência são utilizados [1], [2].

Apesar dos FPP serem vantajosos no que se refere a custo e simplicidade de implementação, eles são volumosos e apresentam restrições de operação, tais como: são propensos a entrar em ressonância com a rede; dependentes dos parâmetros do sistema; e limitação de compensação às frequências para as quais o FPP é projetado. Sendo assim, os FAP são mais utilizados, principalmente, em aplicações que exijam maior flexibilidade operacional. Os FAP podem, ainda, assumir outras funções, como: controle da potência reativa para correção do fator de potência e regulação de tensão [1].

Quando os primeiros FAP surgiram, a topologia de conversor mais utilizada era a de dois níveis. No entanto, nos últimos anos, os MMCC [3] vêm sendo objeto de diversas pesquisas na área de eletrônica de potência, inclusive para aplicações de

FAP [4]–[7]. Prosseguindo nessa linha, também é utilizado um MMCC neste trabalho. A estrutura básica do MMCC é formada por idênticos submódulos de semicondutores em ponte completa ou meia-ponte, com lado CC capacitivo. Os MMCC apresentam inúmeras vantagens frente às topologias de conversores não multinível, ou, ainda, às topologias de conversores multinível não-modulares. Isso se deve, principalmente, à modularidade e escalabilidade desses conversores, sendo exemplo dessas vantagens: (i) capacidade de sintetizar maior tensão de saída e com menor distorção; (ii) maior qualidade de potência no lado CA do conversor; (iii) redução da frequência de chaveamento média, sem comprometer a qualidade da potência [8], [9]; (iv) capacidade de operar com redundância, tal que submódulos extras sejam acrescentados na estrutura para substituir outros em caso de falha, sem precisar parar a operação do conversor [10]; (v) e simplicidade de manutenção, uma vez que os submódulos são idênticos, e facilmente substituíveis [10].

No entanto, os conversores MMCC também apresentam alguns desafios, como: presença de componentes de corrente circulante, com exceção da topologia em configuração *single-star* [3], e a necessidade de implementar um algoritmo de regulação e balanceamento das tensões dos capacitores. Além disso, seu volume e o custo (de *hardware* e computacional), aumentam em função do número de submódulos, N , do conversor. Sendo assim, esses desafios vêm sendo abordados na literatura referente aos MMCC, para diferentes aplicações.

Em [11] foi proposta uma nova topologia de MMCC em configuração *single-star* para aplicações de FAP, com estrutura de *hardware* reduzida, tal que o conversor trifásico possui apenas duas pernas de *hardware*. Essa estrutura apresenta uma redução significativa do volume do conversor, bem como do seu algoritmo de controle e, portanto, é utilizada neste trabalho. No entanto, o custo computacional da estratégia de controle utilizada neste trabalho ainda é dependente de N , e significativo para N grande.

Em [12], por sua vez, foi proposto um algoritmo de controle de corrente utilizando o MPC [13], porém com um conjunto reduzido de estados de teste, e independente de N . Nele é considerado o comportamento natural do conversor multinível modular (MMC), quando este opera como inversor e injeta corrente senoidal no sistema, tal que o número de submódulos a serem conectados, N_{on} , não varia significativamente entre dois instantes consecutivos de amostragem. Assim, é definido um intervalo fixo, ΔN , em que N_{on} pode variar, em vez de testar todos os possíveis estados do conversor. Dessa forma, além de reduzir o número de iterações a serem realizadas pelo algoritmo, essa estratégia também evita chaveamen-

L. F. C. Proença, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, e-mail: laiscrispino@coe.ufrj.br.

L. G. B. Rolim, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, e-mail: rolim@poli.ufrj.br.

tos desnecessários. No entanto, essa abordagem apresenta limitações para aplicações com FAP, uma vez que a forma de onda das correntes de compensação do conversor está relacionada com as componentes harmônicas drenadas pela carga. Assim, essas correntes de compensação podem assumir variações significativas entre dois instantes consecutivos de amostragem, inviabilizando a adoção da estratégia independente de N .

Este trabalho propõe avaliar a aplicação desta estratégia de controle independente de N , desenvolvida para um MMCC injetando corrente senoidal no sistema, à topologia proposta em [11], de forma a aprimorar a estratégia de controle para um MMCC-FAP. São identificadas e apresentadas, de forma analítica e por meio de simulações, as limitações da estratégia em análise, as quais se referem à forma de onda das correntes de compensação do FAP. Além disso, a partir da identificação dessas limitações, é apresentada uma metodologia para identificar o intervalo mínimo necessário a ser considerado para a variação de N_{on} , o qual está relacionado ao conteúdo harmônico a ser compensado pelo filtro. Vale ressaltar que, a metodologia apresentada neste trabalho para identificar o ΔN mínimo necessário à implementação do algoritmo independente de N , não se restringe à topologia de MMCC e à aplicação aqui avaliadas.

Sendo assim, nas análises são consideradas as duas abordagens para o cálculo das correntes de compensação do FAP, resultando em diferentes formas de onda: compensação de todo o conteúdo harmônico proveniente da carga [14]; ou de componentes em frequências específicas, determinadas a partir do conhecimento do conteúdo harmônico consumido pela carga [15]. Vale ressaltar, ainda, que para o Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores (ABTC) foi adotada, também, uma estratégia de MPC com conjunto de testes reduzido [16].

Este trabalho é estruturado da seguinte forma: na seção II é apresentada a topologia de conversor MMCC utilizada; na seção III é mostrada a estratégia de controle para este conversor, bem como, a metodologia desenvolvida para identificar o ΔN mínimo necessário à implementação do algoritmo independente de N ; na seção IV é feita a análise dos resultados de simulação; e na seção V são apresentadas as conclusões do trabalho.

II. TOPOLOGIA DE MMCC

O diagrama do sistema analisado neste trabalho é apresentado na Fig. 1. O MMCC utilizado [11] é conectado no ponto de conexão comum (PCC) e opera como um FAP, compensando as componentes harmônicas, total ou parcialmente, das correntes consumidas pela carga não-linear. A rede é representada pelo seu equivalente Thévenin e a carga é um retificador a diodos. Cada uma das duas pernas ativas do MMCC é composta por um indutor de acoplamento, L_f , e $N = 8$ submódulos idênticos em série, para os quais foi adotada a configuração em meia-ponte, cujos possíveis estados de operação são: capacitor inserido ou *bypass*. Ainda, nessa topologia é necessário o uso de um capacitor, C_f , na perna simplificada para bloquear a componente de tensão CC [17], [18].

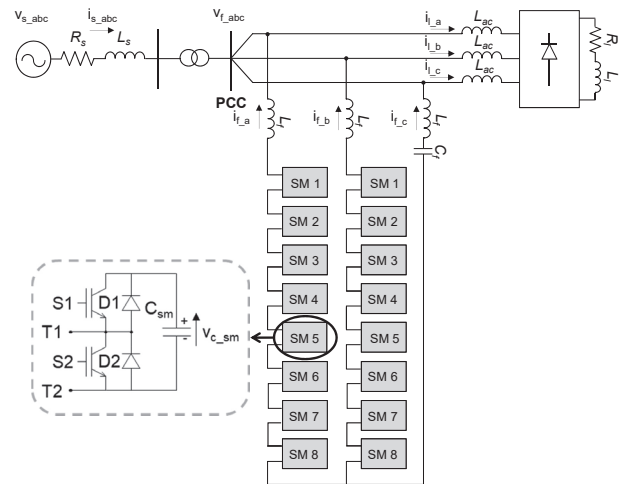


Fig. 1. Diagrama do sistema em análise, no qual um MMCC-FAP de nove níveis é conectado em paralelo, a fim de compensar os harmônicos drenados pela carga não-linear (adaptada de [11]).

Aplicando as Leis de Kirchhoff ao circuito do FAP na Fig. 1, tem-se:

$$L_f \frac{d(2i_{f_a} + i_{f_b})}{dt} = e_{out_a} - v_{f_{ac}} + v_{C_f}, \quad (1)$$

$$L_f \frac{d(2i_{f_b} + i_{f_a})}{dt} = e_{out_b} - v_{f_{bc}} + v_{C_f}, \quad (2)$$

onde o subscrito ' f ' se refere ao FAP; e_{out_a} e e_{out_b} são as tensões de saída das fases 'a' e 'b' do MMCC; $v_{f_{ac}}$ e $v_{f_{bc}}$ são as tensões no PCC; v_{C_f} é a tensão no capacitor C_f ; e i_{f_a} e i_{f_b} são as correntes do FAP nas fases 'a' e 'b'. Essa topologia não possui correntes circulantes, ou seja, as componentes de corrente que circulam nas pernas do conversor são as mesmas injetadas por ele no sistema.

III. ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO MMCC-FAP

Nesse trabalho a aproximação Backward Euler foi utilizada para todas as equações diferenciais, tal que:

$$y_{t+T_S} = y_t + T_S f(y_{t+T_S}, t_{t+T_S}), \quad (3)$$

onde T_S é o período de amostragem, e y é a variável cuja equação diferencial se deseja aproximar.

Ainda, as equações neste trabalho são, em geral, apresentadas apenas para a fase 'a', e são análogas para a fase 'b'.

A. Controle das Correntes CA

Essa malha de controle é responsável por regular as correntes de saída CA do conversor com relação às referências de compensação para o FAP.

Conforme mencionado anteriormente, foi adotado o controle MPC, com função de custo, g_i , dada por:

$$g_i = |i_{f_a}^*(t + T_S) - i_{f_a}(t + T_S)|, \quad (4)$$

onde o índice '*' denota sinal de referência, e $t + T_S$ indica o instante futuro em que os valores das variáveis são previstos.

Para avaliação desta função de custo é considerada a análise CA de (1) e (2), de maneira que:

$$L_f \frac{d(2i_{f_a} + i_{f_b})}{dt} = e_{out_CA_a} - v_{f_{ac}} + v_{C_CA_f}, \quad (5)$$

$$L_f \frac{d(2i_{f_b} + i_{f_a})}{dt} = e_{out_CA_b} - v_{f_{bc}} + v_{C_CA_f}, \quad (6)$$

onde $e_{out_CA_{a,b}}$ é a componente CA de $e_{out_{a,b}}$ e assume valores na faixa de $[-V_{cc}/2, +V_{cc}/2]$; e $v_{C_CA_f}$, é a componente CA de v_{C_f} , ou seja, é o *ripple* da tensão de C_f . Vale mencionar, ainda, que a análise CC de (1) e (2) resulta em $e_{out_CC_{a,b}} = -v_{C_CC_f}$, tal que essas componentes se cancelam em (1) e (2).

Para os valores previstos de i_{f_a} e i_{f_b} foram feitas algumas suposições em (5), as quais também se aplicam em (6), de forma a simplificar g_i , sendo elas: $v_{C_CA_f}$ foi desconsiderada, uma vez que esse *ripple* da tensão de C_f pode ser desprezado quando comparado às demais tensões $e_{out_CA_a}$ e $v_{f_{ac}}$, não afetando a comparação entre os valores calculados para g_i ; ainda, sabendo que foi suposta uma carga equilibrada, como o termo i_{f_a} tem peso duas vezes maior que i_{f_b} , este foi desconsiderado [11]. Dessa forma, as equações utilizadas para o cálculo de g_i foram:

$$2L_f \frac{di_{f_a}}{dt} = e_{out_CA_a} - v_{f_{ac}}, \quad (7)$$

$$2L_f \frac{di_{f_b}}{dt} = e_{out_CA_b} - v_{f_{bc}}, \quad (8)$$

e o valor previsto para i_{f_a} é obtido combinando (3) e (7):

$$i_{f_a}(t + T_s) = i_{f_a}(t) + \frac{T_s}{K} (e_{out_CA_a}(t + T_s) - v_{f_{ac}}(t + T_s)), \quad (9)$$

onde $K = 2L_f$. Aqui, $v_{f_{ac}}(t + T_s)$ é aproximado por $v_{f_{ac}}(t)$, assumindo T_s suficientemente pequeno [19].

Neste trabalho foi considerada como variável de teste do MPC a tensão de saída do conversor, e_{out} , em vez dos estados das chaves, a fim de minimizar o conjunto total de teste. Ainda, a estratégia apresentada neste trabalho tem como base a apresentada em [12] para MCC, porém abordando suas limitações quando aplicada ao MMCC operando como FAP. Em [12] é considerado que N_{on} não varia significativamente entre dois instantes consecutivos de amostragem, devido à forma de onda senoidal da corrente de saída CA do conversor. Assim, é definido um intervalo fixo de teste para e_{out} , independente de N , tal que só é considerada a possibilidade de variar um nível de tensão entre dois instantes consecutivos de amostragem, ou seja: (i) adiciona-se um nível a e_{out} ; (ii) subtrai-se um nível de e_{out} ; ou (iii) mantém-se a tensão e_{out} do instante atual. Essa consideração reflete em N_{on} , tal que $\Delta N_{on} = +1, -1$ ou 0 , respectivamente.

No entanto, as correntes de saída CA de um FAP podem assumir diferentes formas de onda, a depender dos harmônicos a serem compensados. Sendo assim, é necessário obter uma relação que determine o ΔN mínimo necessário para sintetizar as correntes CA desse filtro, sabendo que:

$$e_{out_CA_a}^k = e_{out_CA_a}^{k-1} + \Delta N \left(\frac{V_{cc}}{N} \right), \quad (10)$$

onde $V_{c_{sm}} = V_{cc}/N$ é a tensão nominal dos capacitores; V_{cc} é o somatório da tensão nominal de todos os capacitores de uma perna do conversor; k e $k - 1$ indicam os instantes de amostragem consecutivos t e $t + T_s$, respectivamente; e $e_{out_CA_a}^{k,k-1}$ varia no intervalo $[-V_{cc}/2, +V_{cc}/2]$, conforme mencionado anteriormente.

Discretizando (1) utilizando (3), tem-se que:

$$e_{out_a}^k = L_f \left[\frac{2(i_{f_a}^k - i_{f_a}^{k-1}) + (i_{f_b}^k - i_{f_b}^{k-1})}{T_s} \right] + v_{f_{ac}}^k - v_{C_f}^k. \quad (11)$$

Assim, substituindo (11) em (10), e assumindo T_s suficientemente pequeno, tal que $v_{f_{ac}}^k \approx v_{f_{ac}}^{k-1}$ e $v_{C_f}^k \approx v_{C_f}^{k-1}$, obtém-se:

$$\Delta N = \frac{L_f [2(i_{f_a}^k - 2i_{f_a}^{k-1} + i_{f_a}^{k-2}) + (i_{f_b}^k - 2i_{f_b}^{k-1} + i_{f_b}^{k-2})]}{V_{c_{sm}} T_s}, \quad (12)$$

a qual também pode ser expressa como função das diferenças das derivadas entre instantes consecutivos de amostragem:

$$\Delta N = \frac{L_f}{V_{c_{sm}}} \left[\frac{2(\Delta i_{f_a}^k - \Delta i_{f_a}^{k-1}) + (\Delta i_{f_b}^k - \Delta i_{f_b}^{k-1})}{T_s} \right], \quad (13)$$

em que é possível observar que o ΔN mínimo necessário depende do valor máximo do termo que relaciona as diferenças das derivadas, entre instantes consecutivos de amostragem, das correntes i_{f_a} e i_{f_b} . Ou seja, o ΔN mínimo necessário para o correto funcionamento do algoritmo de controle depende da forma de onda da corrente de compensação, a qual depende da carga não-linear a ser compensada, e da estratégia de compensação a ser adotada: total ou de frequências específicas. Nesse trabalho é mostrado que quanto mais componentes harmônicas forem compensadas pelo FAP, maior é o ΔN necessário, até que seja necessário testar todos os possíveis estados para determinar $e_{out_CA}^*(t + T_s)$, em que $\Delta N = \pm N/2$.

Por fim, sabendo que a topologia de MMCC utilizada só é capaz de sintetizar níveis positivos de tensão em sua estrutura, a referência de tensão CA, $e_{out_CA}^*(t + T_s)$, calculada pelo MPC, vide Fig. 2, precisa ser reajustada para determinar N_{on} . Assim, é somado o nível CC $e_{out_CC} = +V_{cc}/2$ ao sinal $e_{out_CA}^*$, tal que e_{out}^* varie no intervalo $[0, +V_{cc}]$ e, conseqüentemente, o valor de N_{on} respeite o intervalo $[0, N]$:

$$N_{on_a} = \frac{e_{out_CA_a}^*(t + T_s) + \frac{V_{cc}}{2}}{\frac{V_{cc}}{N}}. \quad (14)$$

B. Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores

Os MMCC necessitam de um algoritmo que mantenha as tensões dos capacitores dos submódulos balanceadas entre si, de forma a garantir a modularidade desses conversores.

Neste trabalho foi usada a estratégia de ABTC usando MPC proposta em [16] para MMC, a qual foi adaptada para a topologia de conversor adotada, vide Fig. 3. Nesta estratégia o algoritmo MPC funciona com base em conceitos de ordenamento, e utiliza um conjunto de testes menor que as demais estratégias MPC apresentadas na literatura.

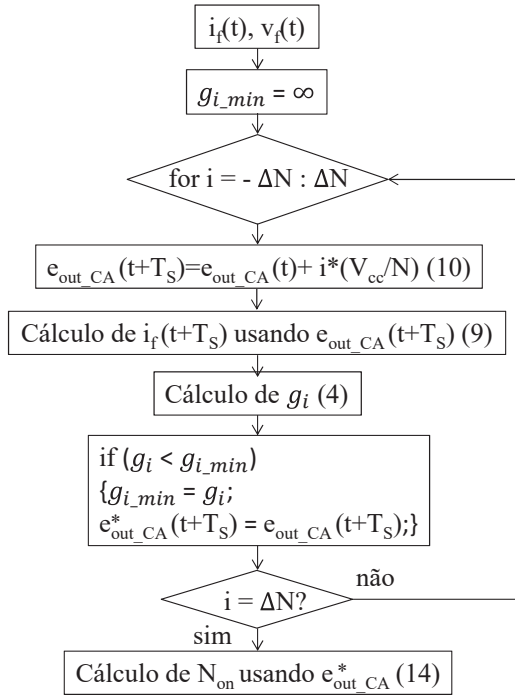


Fig. 2. Algoritmo de controle para as correntes CA do MMCC-FAP (adaptada de [12]).

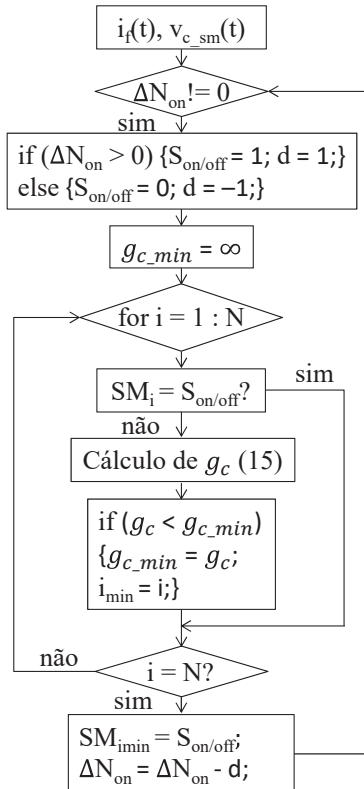


Fig. 3. ABTC para N = 8 (adaptada de [16]).

Analisando a Fig. 3 verifica-se que em vez de usar N_{on} como variável, considera-se a sua variação com relação ao instante de amostragem anterior, ΔN_{on} , evitando chaveamentos

desnecessários e reduzindo custo computacional. A função de custo, g_c , garante que: para $\Delta N_{on} > 0$, se $-i_{f_a}$ é positiva, os ΔN_{on} submódulos com menor tensão são inseridos e, portanto, carregados; enquanto que se $-i_{f_a}$ é negativa, os ΔN_{on} submódulos com maior tensão são inseridos e, portanto, descarregados. Ainda, ela garante a lógica invertida para quando $\Delta N_{on} < 0$ e, independente do sentido da corrente, se um submódulo está em estado de *bypass*, a tensão do seu capacitor não varia. Essa função de custo, g_c , é dada por:

$$g_c = d * (-i_{f_a(t)} v_{c_{sm_{a_n}}}(t)), \quad (15)$$

onde $d = +1$ para $\Delta N_{on} > 0$, e $d = -1$ para $\Delta N_{on} < 0$; $S_{on/off} = 1$ determina que o estado do submódulo, SM, deve ser “ligado”, e $S_{on/off} = 0$ determina que SM seja “desligado”, ou *bypassed*; $v_{c_{sm_{a_n}}}$ é a tensão no capacitor do n-ésimo submódulo da fase ‘a’. O sinal ‘-’ em $i_{f_a}(t)$ é um ajuste para a direção em que a corrente é medida.

C. Cálculo das Correntes CA de Compensação

Neste trabalho são abordadas, e comparadas, as duas principais estratégias de cálculo das correntes de compensação de um FAP: a compensação considerando uma faixa ampla do espectro harmônico da corrente de carga, vide Fig. 4a, na qual a teoria pq é amplamente utilizada [11], [14]; e a compensação de determinadas, e pré-definidas, componentes harmônicas, vide Fig. 4b, cuja estratégia adotada consiste em usar a transformada dq para as frequências que se deseja compensar [15]. Nesta segunda estratégia são compensadas as principais componentes harmônicas da carga não-linear utilizada, cujas ordens são: $n = 5, 7, 11$ e 13 .

Em ambas as estratégias foi utilizado um PLL para detectar a tensão de sequência positiva. Além disso, uma pequena parcela de potência, \bar{p}_{loss} , é continuamente drenada pelo sistema, a fim de suprir as perdas do conversor [14]. Portanto, é utilizado um controlador PI para regular a média das tensões dos capacitores em cada perna do conversor. Esses dois controles geram as referências de corrente CA do FAP.

Na primeira estratégia, as equações referentes às potências real, p , e imaginária, q , da teoria pq são [14]:

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta, \quad (16)$$

$$q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta. \quad (17)$$

Assim, ambas são separadas em duas componentes, utilizando um filtro passa-baixas (FPB): uma média, \bar{p} e \bar{q} , e outra oscilante, \tilde{p} e \tilde{q} . O FAP foi projetado para compensar $p^* = \tilde{p}$ e $q^* = \tilde{q}$, tal que somente a parcela \bar{p} seja drenada da fonte. A partir de p^* e q^* , as correntes de referência do filtro são calculadas por:

$$i_\alpha^* = p^* \frac{v_\alpha}{(v_\alpha^2 + v_\beta^2)} + q^* \frac{v_\beta}{(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}, \quad (18)$$

$$i_\beta^* = p^* \frac{v_\beta}{(v_\alpha^2 + v_\beta^2)} - q^* \frac{v_\alpha}{(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}, \quad (19)$$

$$i_{abc}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} i_{\alpha\beta}^*. \quad (20)$$

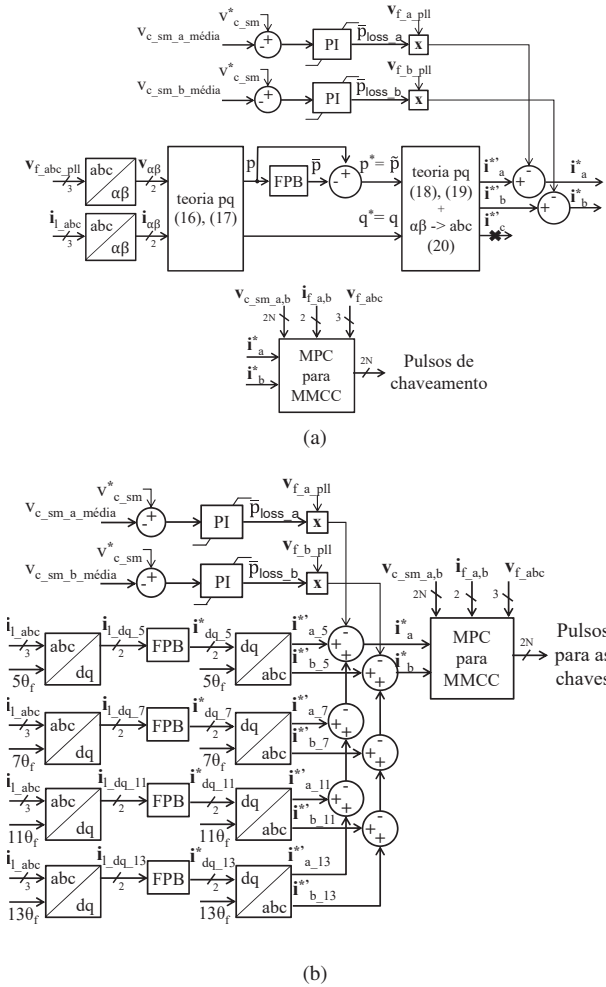


Fig. 4. Diagrama em blocos do controle total do FAP para: (a) compensação total do conteúdo harmônico da carga não-linear, usando teoria pq (adaptada de [11]); (b) compensação de componentes harmônicas nas frequências pré-determinadas da carga não-linear.

Na segunda estratégia, em vez de se utilizar a teoria pq, aplica-se a transformada dq para as frequências que se deseja compensar, associada, também, a um FPB.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nas Tabelas I e II são apresentados os dados para os dois cenários de simulação, uma para cada estratégia de compensação em análise. Os resultados obtidos são apresentados em Fig. 5 e Fig. 6, para a compensação total ou parcial dos harmônicos ($n = 5, 7, 11$ e 13), respectivamente. Além disso, eles corroboram que o desempenho do MMCC-FAP utilizado é comparável, em termos de compensação, ao das demais topologias de MMCC-FAP encontradas na literatura [4]–[7].

Analisando Fig. 5a e Fig. 6a, verifica-se o correto funcionamento da estratégia de controle para as correntes CA. Nas Fig. 5b e Fig. 6b é possível observar que a oscilação da tensão dos capacitores é inferior a 1%, e em torno do valor nominal, corroborando, também, o correto funcionamento do ABTC. Fig. 5c e Fig. 6c, por sua vez, mostram o ΔN mínimo necessário para cada uma das duas estratégias, e a cada instante de simulação. Além disso, nos detalhes de Fig. 5c

TABELA I
PARÂMETROS DO SISTEMA

Parâmetro	Valor
Frequência nominal	60 Hz
Tensão nominal CA - Alta Tensão (V_S)	13,8 kV
Tensão nominal CA - Baixa Tensão (V_f)	220 V
Potência nominal do transformador	150 kVA
Indutância de dispersão do transformador	3,5 %
R_S	2 Ω
L_S	15 mH
L_f	10 mH
C_f	0,5 mF
C_{sm}	6 mF
V_{csm}	150 V
N	8
L_{ac}	1 mH
R_l	40 Ω
L_l	0,3 mH
T_S	50 μs

e Fig. 6c observa-se que o valor de ΔN mínimo necessário se mantém ao longo da simulação, pois o conteúdo harmônico drenado pela carga não varia ao longo do tempo. Ainda, em Fig. 5d e Fig. 6d são mostradas as correntes trifásicas i_{sabc} ; enquanto em Fig. 5e e Fig. 6e são mostradas as correntes trifásicas de compensação i_{fabc} .

Conforme esperado, para a estratégia em que é feita a compensação total dos harmônicos, verifica-se a necessidade de utilizar um conjunto de testes no algoritmo de controle de corrente maior, $\Delta N = 3$, quase igual a N . Enquanto, para a compensação de frequências específicas, neste trabalho até a ordem 13, foi possível utilizar o conjunto de testes mínimo, $\Delta N = 1$, simplificando ao máximo o algoritmo. Verifica-se, ainda, que o valor mínimo necessário, calculado e mostrado em Fig. 6c foi de $\Delta N = 0,3$, tal que ainda há uma margem para a compensação de ordens mais elevadas de harmônicos para essa carga não-linear, mantendo o conjunto mínimo de testes, enquanto a combinação das derivadas de i_{fa} e i_{fb} , segundo (13), não ultrapassem $\Delta N = 1$.

Fez-se, ainda, a análise de distorção harmônica total (THD) das correntes trifásicas i_{sabc} , para diferentes cenários de simulação, e verificou-se que o FAP opera dentro das normas do Standard 519-2014 do IEEE [20], a qual avalia o THD até o harmônico de ordem 50 (THD₅₀):

$$THD_{50} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} I_n^2}}{I_1}. \quad (21)$$

Para calcular a distorção considerando ordens mais elevadas (THD) utilizou-se a ferramenta de medição do próprio simulador.

Os resultados obtidos são mostrados na Tabela II, da qual observa-se que a redução do algoritmo de controle não impacta significativamente no THD. Quando utilizada a teoria pq para compensar uma faixa ampla de frequências: (i) o THD₅₀ calculado foi o mesmo para ambos os casos em que ΔN é máximo ($\Delta N = 4$) e mínimo ($\Delta N = 3$); (ii) e

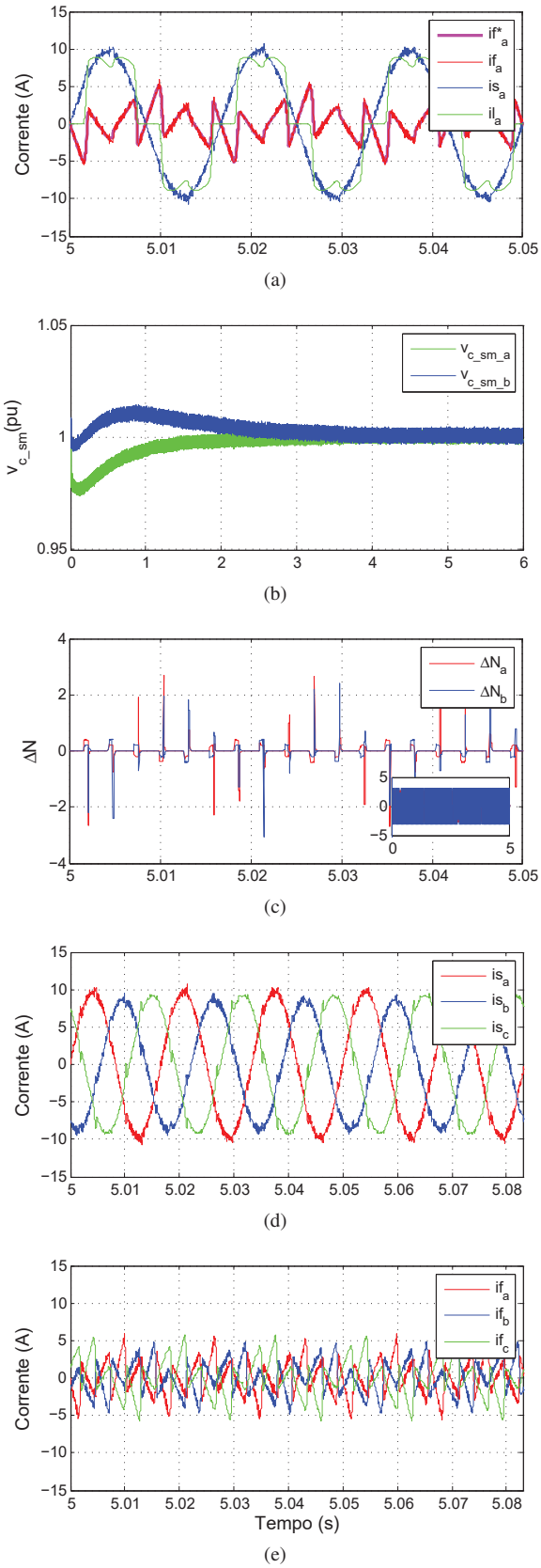


Fig. 5. Resultados de simulação para a compensação de uma faixa ampla de harmônicos da carga não-linear: a) correntes: i_{fa} , i_{fa}^* , i_{sa} e i_{la} ; b) tensão no capacitor de cada submódulo das fases 'a' e 'b'; c) ΔN mínimo necessário; d) correntes trifásicas i_{sabc} ; e) correntes trifásicas i_{fabc} .

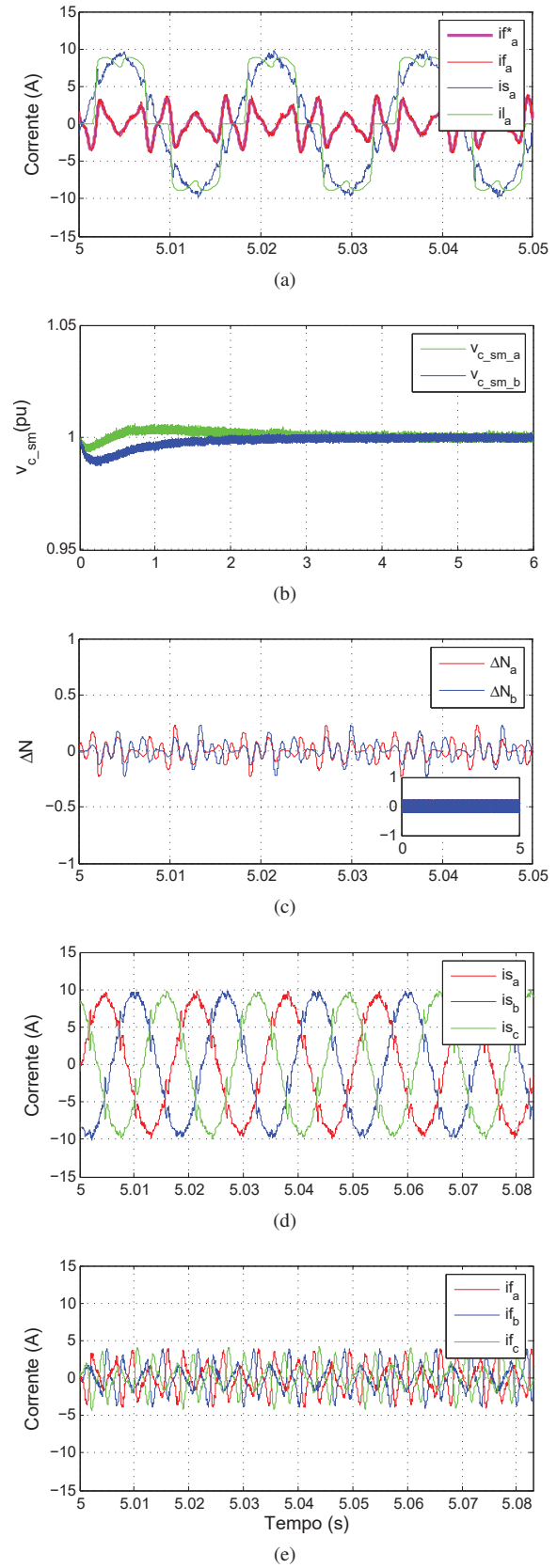


Fig. 6. Resultados de simulação para a compensação dos harmônicos de ordem $n = 5, 7, 11$ e 13 , da carga não-linear: a) correntes: i_{fa} , i_{fa}^* , i_{sa} e i_{la} ; b) tensão no capacitor de cada submódulo das fases 'a' e 'b'; c) ΔN mínimo necessário; d) correntes trifásicas i_{sabc} ; e) correntes trifásicas i_{fabc} .

TABELA II
ANÁLISE DE DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

ΔN	teoria pq		compensação seletiva	
	THD ₅₀	THD	THD ₅₀	THD
ΔN máximo	4,6 %	6,0 %	7,9 %	8,9 %
ΔN mínimo	4,6 %	5,9 %	8,1 %	8,4 %

TABELA III
TEMPO DE EXECUÇÃO DO ALGORITMO

	MMCC-FAP 2 pernas		MMCC-FAP 3 pernas	
	teoria pq	compensação seletiva	teoria pq	compensação seletiva
	ΔN mínimo	ΔN mínimo	ΔN mínimo	ΔN mínimo
Init	0,22 μs	0,22 μs	0,24 μs	0,24 μs
III.C	9,86 μs	20,83 μs	11,09 μs	22,06 μs
III.A	6,72 μs	4,2 μs	10,08 μs	6,3 μs
III.B	20 μs	7,46 μs	30 μs	11,19 μs
Pulsos	0,6 μs	0,6 μs	0,9 μs	0,9 μs
Total	37,40 μs	33,31 μs	52,31 μs	40,69 μs

o THD medido pelo simulador reduziu em 0,1 % quando comparado ΔN máximo e mínimo. Já para a simulação em que foi adotada a compensação de frequências harmônicas específicas (compensação seletiva - $n = 5, 7, 11$ e 13): (i) o THD₅₀ calculado aumentou em 0,2 % quando comparado ΔN máximo ($\Delta N = 4$) e mínimo ($\Delta N = 1$); (ii) e o THD medido reduziu em 0,5 % quando comparado ΔN máximo e mínimo. Os resultados mostram que não há grande influência da redução aplicada ao algoritmo no THD, principalmente para frequências de ordem menor. Eles indicam uma maior influência para o caso em que a diferença entre ΔN máximo e mínimo é maior, que neste trabalho ocorre para a compensação seletiva, e para harmônicos de ordem elevada. Sendo assim, é possível verificar que a redução de ΔN impacta não somente na redução do algoritmo de controle, mas pode influenciar também na distorção devido aos harmônicos de maior frequência, provenientes de chaveamentos desnecessários.

Por fim, foi feita a análise com relação ao tempo de execução do algoritmo de controle. A análise foi categorizada em função da topologia considerada, e da estratégia de compensação. Com relação à topologia são apresentados os resultados para: (i) a topologia MMCC-FAP reduzida utilizada neste trabalho, ou seja, com 2 pernas de *hardware*; e (ii) para a topologia MMCC-FAP tradicional *single-star* [3], [7] com 3 pernas de *hardware*, e com submódulos em meia-ponte. Já com relação à estratégia de compensação, são considerados os cenários: (i) teoria pq com ΔN mínimo ($\Delta N = 3$); e (ii) compensação de frequências harmônicas específicas (compensação seletiva - $n = 5, 7, 11$ e 13) com ΔN mínimo ($\Delta N = 1$). Os resultados obtidos são mostrados na Tabela III.

O tempo de execução foi medido considerando o algoritmo total dividido em cinco etapas: (i) 'Init' corresponde a rotinas de tratamento dos sinais medidos, necessárias antes das chamadas das funções de controle; (ii) 'III.C' corresponde às rotinas descritas na respectiva seção desse documento,

necessárias para o cálculo das correntes de compensação: PLL, transformadas 'abc/dq' ou 'abc/ $\alpha\beta$ ', cálculo de \bar{p}_{loss} , e filtros FPB; (iii) 'III.A' referente à rotina de controle das correntes CA; 'III.B' referente ao ABTC; e 'Pulsos', rotina responsável por enviar os pulsos de saída do MMCC-FAP.

Analisando os resultados apresentados na Tabela III verifica-se uma redução do custo computacional em torno de 28 % e 18 %, ao usar a topologia reduzida, para as estratégias de controle utilizando a teoria pq e a compensação seletiva, respectivamente. Além disso, verifica-se que, caso a estratégia utilizando a teoria pq fosse adotada para a topologia convencional (denominada '3 pernas'), o período de amostragem deveria ser maior que o utilizado neste trabalho. No que diz respeito à estratégia de controle verifica-se que: (i) o tempo de execução para o cálculo das correntes de compensação é maior para a compensação seletiva, devido às transformadas 'dq' para cada harmônico; (ii) o tempo de execução dos algoritmos de controle de corrente CA (III.A) e ABTC (III.B) são maiores para a compensação utilizando a teoria pq, devido ao ΔN mínimo necessário ser maior para essa estratégia. Sendo assim, no cenário analisado, a metodologia para identificação do ΔN mínimo permitiu uma redução significativa dos algoritmos de controle de corrente CA e ABTC para a estratégia de compensação seletiva, de maneira a compensar o maior custo computacional que ela apresenta para o cálculo das correntes de compensação do FAP ('III.C'), e resultando em um tempo de execução total menor que o da estratégia utilizando a teoria pq.

V. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi proposta uma metodologia para identificação do conjunto de testes mínimo para um algoritmo MPC, aplicado a um MMCC-FAP, possibilitando que este algoritmo seja independente de N . Essa estratégia resulta em uma melhoria significativa para o algoritmo, pois ao reduzir o conjunto de testes a ser avaliado por ele, reduz-se também a quantidade de iterações que o mesmo deve fazer. Além disso, ela pode ser usada para um MMCC de qualquer tamanho, ou seja, independente da quantidade de submódulos que ele possua em sua estrutura.

Essa metodologia foi aqui desenvolvida e aplicada para uma topologia de MMCC atuando como FAP. No entanto, ela pode ser analogamente desenvolvida para outras topologias de MMCC, bem como, para outras aplicações.

Por fim, a partir dos resultados apresentados na seção anterior é possível verificar que existe uma limitação relacionada ao conjunto de testes do algoritmo de controle de corrente. Essa limitação não está associada à magnitude dos harmônicos a serem compensados, mas sim à forma de onda da corrente de compensação a ser sintetizada pelo conversor, mais especificamente à sua derivada. Dessa forma, para aplicações com MMCC-FAP essa limitação está associada à abordagem de compensação de harmônicos adotada. Os resultados provenientes da simulação em que é feita a compensação de todas as componentes harmônicas, mostraram a necessidade de utilizar um conjunto de testes maior. Portanto, esse algoritmo apresenta uma redução mais significativa do custo computacional

quando associado à estratégia de compensação seletiva de componentes harmônicas, tal que a diferença das derivadas das correntes de compensação, entre instantes consecutivos de amostragem, apresente menor magnitude.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001. Os autores também são gratos pelo apoio financeiro do CNPq e pelo apoio institucional da rede MEIHAPER-CYTED.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Akagi, "Active harmonic filters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005.
- [2] J. Crepaldi, M. M. Amoroso, and O. H. A. Junior, "Analysis of the topologies of power filters applied in distributed generation units-review," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 7, pp. 1892–1897, 2018.
- [3] H. Akagi, "Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (mmcc)," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3119–3130, 2011.
- [4] M. Hamad, K. Ahmed, and A. Madi, "Current harmonics mitigation using a modular multilevel converter-based shunt active power filter," in *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. IEEE, 2016, pp. 755–759.
- [5] F. T. Ghetti, A. A. Ferreira, H. A. Braga, and P. G. Barbosa, "A study of shunt active power filter based on modular multilevel converter (mmc)," in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. IEEE, 2012, pp. 1–6.
- [6] C. Li, K. Dai, D. Lin, C. Xu, and Z. Dai, "Adaptive control for mmc-sapf with balanced and unbalanced pcc voltage," in *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2017, pp. 67–72.
- [7] H. Huang, O. K. Oghoroda, L. Zhang, and B. Chong, "Active harmonic current elimination and reactive power compensation using modular multilevel cascaded converter," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. IEEE, 2017, pp. 1–10.
- [8] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [9] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [10] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3. IEEE, 2003, pp. 23–26.
- [11] L. F. C. Proença and L. G. Rolim, "New topology of modular multilevel cascade converter with model predictive control," in *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2019.
- [12] L. F. Crispino and L. G. Rolim, "Model predictive control of a modular multilevel converter with a reduced number of states," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [13] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodríguez, "Model predictive control - a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2008.
- [14] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, 2007.
- [15] B. Laurindo, B. Franca, L. Rolim, and M. Aredes, "Three-wire investigation of a hybrid power filter with four-switch structure applied to the attenuation of 5 th and 7 th harmonics with reduced inverter power rating," in *XI Brazilian Power Electronics Conference*. IEEE, 2011, pp. 1015–1020.
- [16] L. F. Crispino and L. G. Rolim, "Model predictive control of a modular multilevel converter with simplified capacitor voltage balancing," in *XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*. SBA, 2016, pp. 1–6.
- [17] W. U. K. Tareen and S. Mekhief, "Three-phase transformerless shunt active power filter with reduced switch count for harmonic compensation in grid-connected applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 6, pp. 4868–4881, 2018.
- [18] J.-C. Wu, H.-L. Jou, Y.-T. Feng, W.-P. Hsu, M.-S. Huang, and W.-J. Hou, "Novel circuit topology for three-phase active power filter," *IEEE transactions on power delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 444–449, 2007.
- [19] J. Qin and M. Saeedifard, "Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back hvdc system," *IEEE Transactions on Power delivery*, vol. 27, no. 3, pp. 1538–1547, 2012.
- [20] I. S. Association *et al.*, "519-2014-ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems," *New York, IEEE*, 2014.



Laís Ferreira Crispino Proença Laís F. Crispino Proença nasceu em Niterói, RJ, em 1990. Possui graduação em Engenharia Eletrônica e de Computação, e Mestrado em Engenharia Elétrica, pela Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), em 2014 e 2017. Atualmente é aluna de Doutorado na COPPE / UFRJ. Possui experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência.



Luís Guilherme Barbosa Rolim Luís Guilherme B. Rolim nasceu em Niterói, RJ em 1966. É formado em Engenharia Elétrica com Graduação e Mestrado pela Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) em 1989 e 1993, respectivamente. Recebeu o título de Dr.-Ing. pela Technical University Berlin, Alemanha, em 1997. Desde 1990 é professor do curso de Engenharia Elétrica na UFRJ, nas áreas de eletrônica de potência, acionamentos e controle com microprocessadores. Tem cerca de 100 artigos publicados em conferências e revistas técnicas nacionais

e internacionais.