

MODELAGEM E CONTROLE EM EIXO SÍNCRONO DO RETIFICADOR VIENNA HEXAFÁSICO

José A. Arbugeri¹, Cesar A. Arbugeri¹, Cleiton Dal’Agnol¹ e Samir A. Mussa¹

¹Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, Florianópolis – SC, Brasil

e-mail: josearbugeri@gmail.com, cesararbugeri@gmail.com, cleiton.dalagnol@posgrad.ufsc.br, samir@inep.ufsc.br

Resumo – Sistemas polifásicos apresentam benefícios comparados aos sistemas trifásicos tradicionais, como, por exemplo, as máquinas polifásicas possuem maior torque, menor pulsação de torque e maior robustez contra falhas, pois na falta de uma das fases ele ainda pode operar com um bom desempenho. Assim, em sistemas polifásicos geralmente faz-se necessário um inversor ou retificador capaz de processar alta potência com distribuição de corrente entre as fases e nos semicondutores. Diante disso, este trabalho tem como principal contribuição apresentar a modelagem e propor o controle do conversor unidirecional (Vienna) hexafásico com saída em conexão paralelo. A modelagem é realizada em eixo síncrono usando uma transformada hexafásica. Por fim, para verificar o funcionamento das estruturas e do controle proposto, são realizadas simulações do *hardware* em tempo real (HIL), realizadas no equipamento OP5707 da OPAL_RT. Os resultados obtidos demonstram a operação do conversor como retificador com alto fator de potência.

Palavras-chave – Controle, PFC, Retificador Ativo, Retificador Vienna, Sistemas Polifásicos.

SYNCHRONOUS AXIS MODELING AND CONTROL OF THE SIX-PHASE VIENNA RECTIFIER

Abstract – Polyphase systems have benefits compared to traditional three-phase systems, for example, polyphase machines have higher torque, lower torque pulsation, and greater robustness against failures because, in the absence of one of the phases, they can still operate with good performance. Thus, in polyphase systems, an inverter or rectifier capable of processing high power with current distribution between the phases and in the semiconductors is generally required. In view of this, the main contribution of this work is to present the modeling and proportional control of the hexaphase unidirectional converter (Vienna) with output in parallel connection. Modeling is performed on axis synchronous using a hexaphase transform. Finally, to verify the functioning of the structures and the proposed control, real-time hardware simulations (HIL) are carried out on OPAL_RT’s OP5707 equipment. The obtained results demonstrate the operation of the converter as a high power factor rectifier.

Manuscript received 04/20/2023; first revision 07/20/2023; accepted for publication 08/11/2023, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.3.0010>

Keywords – Active Rectifier, Control Theory, PFC, Polyphase Systems, Vienna Rectifier.

I. INTRODUÇÃO

O uso de sistemas com maior número de fase, por exemplo, sistemas hexafásicos, proporciona para motores e geradores polifásicos redução dos níveis de corrente por fase devido à divisão de potência entre elas, além disso, o sistema hexafásico proporciona maior robustez a falhas em caso de perda de uma das fases [1]. A principal barreira da utilização de máquinas polifásicas é o fato da rede de distribuição ser trifásica, porém contando com o avanço da eletrônica de potência essa barreira foi superada. Embora o número maior de fase aumente a complexidade de desenvolvimento, para potências elevadas esse sistema pode se tornar vantajoso, como exemplo citam-se as aplicações eólicas [2] e em aplicações de trações elétricas. Considerando-se os sistemas eólicos alguns dos principais trabalhos são: [2], [3], [4], [5], [6] e [7] e para aplicações de trações elétricas cita-se: [8], [9], [10], [11].

Aplicações de retificadores hexafásicos ativos para correção de fator de potência podem ser vistos em [13] e [14]. No primeiro é apresentado a modelagem de um conversor VSC (Voltage Source Converter) aplicado em eixo estacionário e no trabalho [14] a modelagem em eixo síncrono. As interpretações de potência ativa e reativa no sistema hexafásico são exploradas e apresentado em [15] e [16].

As aplicações práticas do uso de sistemas hexafásicos, pode ser visto inicialmente pela topologia que emprega os transformadores Y/Y- Δ ou Δ/Δ -Y seguidos de dois retificadores trifásicos conectados em série, retificador de 12 pulsos, conforme exemplificado na Figura 1. O transformador proporciona o equivalente a dois sistemas trifásicos defasados de 30 graus entre si.

De forma semelhante, essa solução também é aplicada em geradores hexafásicos resultando em dois sistemas trifásicos defasados de 30 graus, como ilustrado na Figura 2.a. Esse sistema é aplicado em alguns geradores eólicos [5] e [7]. A Figura 2.b mostra como são distribuídos os enrolamentos

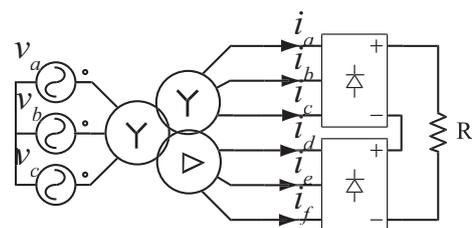


Fig. 1. Retificador de doze pulsos com transformador Y/Y- Δ .

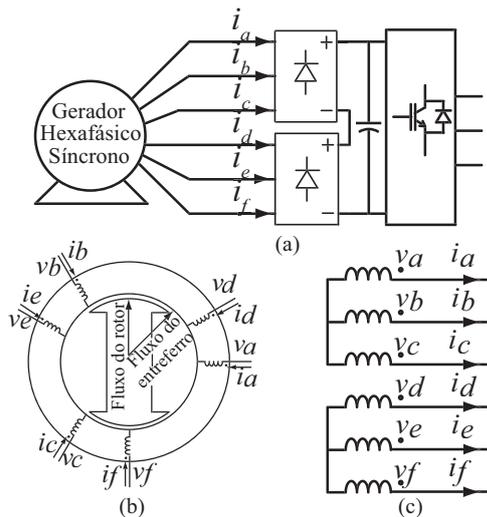


Fig. 2. Gerador síncrono hexafásico (a) aplicação típica em geração eólica (b) geometria espacial do gerador (c) conexão dos enrolamentos do gerador.

de forma não simétrica no estator, contudo uma máquina hexafásica de 4 polos não apresentaria essa assimetria, uma vez que para cada fase seria adicionado um enrolamento do lado oposto do estator. Para que a máquina possua enrolamentos simétricos o número de polos deve ser múltiplo de 4, contudo para simplificar o entendimento do sistema optou-se por fazer a representação do gerador por uma máquina de 2 polos.

A Figura 2.c mostra o circuito equivalente do gerador, sendo o sistema hexafásico formado por dois sistemas trifásicos isolados, os sistemas não possuem conexão elétrica. Associado a isto, tendo a defasagem de 30 graus, o sistema pode ser conectado num retificador de 12 pulsos, similar ao da Figura 1, sem a necessidade do transformador de entrada.

Tem-do-se em vista a vasta gama de aplicações dos conversores polifásicos, esse artigo propõe o uso de um retificador ativo de três níveis na saída dos geradores hexafásico baseado no retificador trifásico Vienna, considerando-se a simplicidade do conversor Vienna e elevado fator de potência [12]. A abordagem do tema é feita da seguinte forma: será inicialmente apresentado o equacionamento das transformadas estacionárias para o sistema hexafásico. Na sequência, é apresentando os conversores Vienna hexafásico com saída em conexão série e paralelo, sendo esse último o foco principal do trabalho, bem como a modulação aplicada e controle, seguido dos resultados experimentais obtidos.

II. RETIFICADOR VIENNA HEXAFÁSICO

A topologia abordada nesse trabalho é o Vienna com conexão em paralelo, na Figura 3 é apresentada também a possibilidade da conexão em série. A Figura 3.a representa o conversor Vienna hexafásico com conexão de saída em paralelo. Esse conversor possui um ponto médio comum no barramento de saída e a entrada é realizada por intermédio de duas redes trifásicas formando seis fases defasadas de 30 graus.

Para se realizar modelagem e controle dessas topologias,

é necessário o estudo das transformadas de eixo síncrono trifásicas e hexafásicas e a modulação escalar ou vetorial, sendo que a modulação escalar será abordada neste trabalho.

III. TRANSFORMADAS HEXAFÁSICAS

Difundida por Clarke [17] em sistemas trifásicos e posteriormente generalizada para redes polifásicas [18], as transformações facilitam a observação de alguns fenômenos, bem como a modelagem e controle de um sistema, por exemplo, a separação de componentes de eixo zero e transformações de componentes fundamentais em constantes, como ocorre na transformada síncrona, podendo ser mais interessante trabalhar em outra base e não utilizando as variáveis reais do sistema.

A. Transformada hexafásica

De maneira semelhante ao trifásico, para se obter as transformações de base será usado a matriz de representação das impedâncias de uma máquina hexafásica dado por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} L & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & L & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & L & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & L \end{bmatrix} \quad (1)$$

considerando que a máquina elétrica é simétrica, podemos considerar que todas as indutâncias próprias são iguais entre si, bem como as indutâncias mútuas. É importante salientar que, como ocorre em máquinas de polos salientes, os valores das indutâncias variam com a posição do rotor, e essa variação deve ser considerada, contudo, como o foco principal do artigo está no conversor de potência essa variação foi desconsiderada visando simplificar o modelo.

Dado a matriz \mathbf{A} , pode-se obter as transformações de base, a partir da base de autovalores da matriz. Assim, obtém-se um sistema equivalente desacoplado. Os autovalores são definidos a partir dos autovalores da matriz, definida em (2).

$$\det(\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}) = 0 \quad (2)$$

$$\det \left(\begin{bmatrix} L & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & L & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & L & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & L \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_6 \end{bmatrix} \right) = 0. \quad (3)$$

Resolvendo o sistema tem-se na matriz diagonal os autovalores da matriz \mathbf{A} :

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L-M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L-M & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L+2M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L+2M \end{bmatrix} \quad (4)$$

sendo,

- $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = \lambda_4 = L - M$;
- $\lambda_5 = \lambda_6 = L + 2M$.

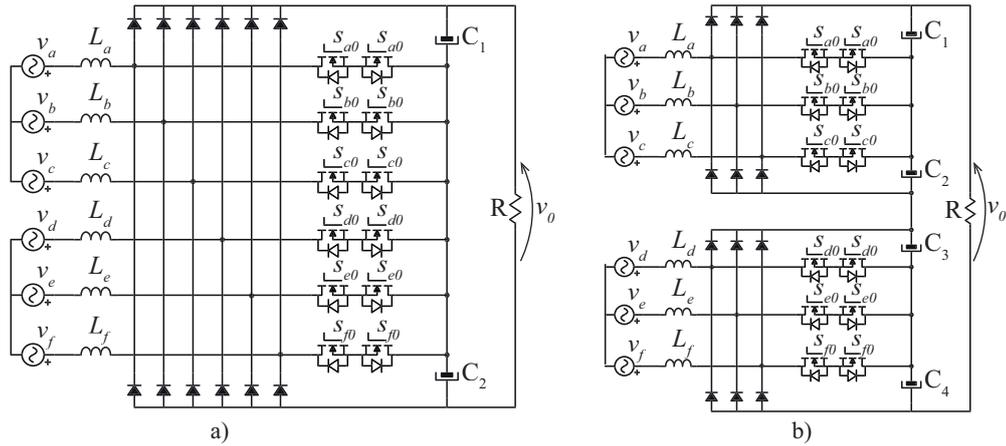


Fig. 3. Topologias hexafásicas, a) Vienna hexafásico em conexão paralela (V6P) e b) Vienna hexafásico em conexão série (V6S).

Dado os autovalores, para se obter os autovetores para cada autovalor aplica-se:

$$(\mathbf{A} - \lambda_i \mathbf{I}) \mathbf{v}_i = 0 \quad (5)$$

para $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ e λ_4 a seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} M & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{21} \\ v_{31} \\ v_{41} \\ v_{51} \\ v_{61} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

tendo a base como autovetor

$$\mathbf{v}_{\lambda_{1,2,3,4}} = [k_1 \quad k_2 \quad (-k_1 - k_2) \quad k_3 \quad k_4 \quad (-k_3 - k_4)] \quad (7)$$

e para o autovalor para λ_5 e λ_6 obtemos a seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} -2M & M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & -2M & M & 0 & 0 & 0 \\ M & M & -2M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2M & M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & -2M & M \\ 0 & 0 & 0 & M & M & -2M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{21} \\ v_{31} \\ v_{41} \\ v_{51} \\ v_{61} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

tendo a base como autovetor:

$$\mathbf{v}_{\lambda_3} = [k_5 \quad k_5 \quad k_5 \quad k_6 \quad k_6 \quad k_6]. \quad (9)$$

B. Transformada hexafásica síncrona ($dq0$)

A obtenção da transformação síncrona considera a rotação dos eixos na velocidade síncrona à rede, assim como no sistema trifásico. O resultado também são variáveis contínuas para representar as variáveis do sistema hexafásico.

Considerando o vetor de tensões do sistema trifásico dado por:

$$\mathbf{V} = V_p \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

para determinar a base referente λ_1 e λ_2 escolhe-se um vetor ortogonal ao vetor de tensões trifásico, já que ele satisfaz a condição de (7):

$$\mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

e o segundo vetor é

$$\mathbf{v}_2 = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Os eixos são ortogonais relacionando as grandezas dos eixos direto (d) e quadratura (q). Os vetores próprios \mathbf{v}_3 e \mathbf{v}_4 serão escolhidos tendo em vista a componente de quinta harmônica de sequência positiva, dada por:

$$\mathbf{v}_3 = \begin{bmatrix} \sin(5\omega t) & \sin(5\omega t - \frac{10\pi}{3}) & \sin(5\omega t + \frac{10\pi}{3}) \\ \sin(5\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(5\omega t - \frac{25\pi}{6}) & \sin(5\omega t + \frac{5\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

e

$$\mathbf{v}_4 = \begin{bmatrix} \cos(5\omega t) & \cos(5\omega t - \frac{10\pi}{3}) & \cos(5\omega t + \frac{10\pi}{3}) \\ \cos(5\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \cos(5\omega t - \frac{25\pi}{6}) & \cos(5\omega t + \frac{5\pi}{2}) \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Por fim são definidos os vetores $\lambda_{5,6}$ que relacionam as componentes de sequência zero, sendo:

$$\mathbf{v}_5 = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (15)$$

$$\mathbf{v}_6 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1]. \quad (16)$$

Desta forma, a transformada $dq0$ para sistemas hexafásicos é definida por 17, sendo a constante $\frac{1}{\sqrt{3}}$ corresponde ao valor de normalização dos vetores, assim tornando essa transformada invariante em potência. A transformada inversa é obtida através da inversa da matriz T_{dq0} , que no caso de invariância em potência pode ser obtido da matriz transposta, como em 18.

Com a transformada $dq0$ obtida é possível ainda obter a transformação $\alpha\beta0$ (eixo de referência estacionário) já apresentada na literatura, conforme mostrado em [19]. De forma análoga poderia ser obtida a transformada $dq0$ a partir da transformada $\alpha\beta0$ aplicando-se uma transformada de rotação.

Outro ponto importante de salientar é que a transformação obtida não possui desacoplamento entre todas as componentes, as componentes de eixo 0 (01 e 02) ainda apresentam um acoplamento entre si, visto que as indutâncias mutuas entre as fases abc e def foram desconsideradas.

A existência desse acoplamento não tem influência sobre o controle, uma vez que não há circulação de corrente nas

componentes de eixo 0 devido à desconexão dos neutros da máquina elétrica. Caso esse acoplamento fosse considerado seriam obtidos os autovetores $\mathbf{v}_5 = [1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$ e $\mathbf{v}_6 = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$.

IV. MODULAÇÃO

A modulação do retificador Vienna Hexafásico é semelhante ao conversor Vienna clássico. A Figura 4 mostra o diagrama em blocos da modulação referente a uma fase, sendo as equações que regem o comportamento do modulador as seguintes:

$$\text{Modulador} \begin{cases} S_{xp} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{sgn}(d_x - P_p) \\ S_{xn} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{sgn}(d_x - P_n) \\ S_{x0} = \overline{S_{xp} \vee S_{xp}} \end{cases} \quad \forall x \in [a, b, c, d, e, f], \quad (19)$$

o sinal S_{x0} é aplicado aos interruptores em antiparalelo de cada respectiva fase. A diferença em relação ao retificador trifásico é que haverá mais 6 comparadores para os interruptores referentes às fases (D, E e F). Os sinais S_{xp} e S_{xn} seriam os aplicados aos braços, caso os diodos sejam trocados por interruptores, assim tornando a estrutura bidirecional.

Observando a modulação a partir dos vetores estacionários no plano $\alpha\beta 1$ é possível notar um grande número de vetores comparados ao Vienna Trifásico, conforme ilustrado na Figura 5. Enquanto este último possuem 27 possibilidades de vetores (3^3), o Vienna Hexafásico possui 729 vetores (3^6) representadas no plano $\alpha\beta 1$, vetores que também são mapeados no espaço $\alpha\beta 2$, já que a transformada possui 6 dimensões.

V. MODELAGEM E CONTROLE EM EIXO SÍNCRONO

A modelagem da topologia do conversor Vienna hexafásico com saída em paralelo apresentada na Figura 3 serão desenvolvidos nesta seção. Inicialmente, definem-se as tensões hexafásicas dadas por:

$$\mathbf{V} = V_p \begin{bmatrix} \text{sen}(wt) \\ \text{sen}(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(wt + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(wt - \frac{\pi}{6}) \\ \text{sen}(wt - \frac{5\pi}{6}) \\ \text{sen}(wt + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Em sequência os circuitos são analisados para definir circuitos equivalentes, os quais estão representados nas Figuras 6.a e 6.b. Os circuitos das Figuras 6.a e 6.b substituem o interruptor bidirecional por um interruptor equivalente, nos quais o estado "1" conecta o braço ao ponto médio dos capacitores de barramento e o estado "0" conecta um dos diodos do braço ao ponto médio.

Nos circuitos equivalentes os capacitores são modelados como fontes de tensão, já que o projeto das capacitâncias é realizado pelo critério de *hold-up time* resultando em uma capacitância elevada e com reduzida ondulação de tensão,

permitindo esta simplificação.

O circuito equivalente da Figura 6.b substitui o interruptor da Figura 6.a por fontes de tensão controlada e este será considerado o circuito equivalente do conversor usado para a modelagem. Observa-se que o modelo (Figura 6.b) apresenta um acoplamento representado pela referência comum nos terminais das fontes controladas.

A tensão é dado por:

$$v_{xx}(t) = \begin{cases} (1 - d_x(t)) \frac{V_o}{2}, & \text{se } i_x \geq 0 \\ -(1 - d_x(t)) \frac{V_o}{2}, & \text{se } i_x < 0 \end{cases} \quad \forall x \in [a, b, c, d, e, f]. \quad (21)$$

Escrevendo-se as equações de circuito na forma vetorial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_d(t) \\ v_e(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} = L \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_d(t) \\ i_e(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sa}(t) \\ v_{sb}(t) \\ v_{sc}(t) \\ v_{sd}(t) \\ v_{se}(t) \\ v_{sf}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{CM1}(t) \\ v_{CM1}(t) \\ v_{CM1}(t) \\ v_{CM2}(t) \\ v_{CM2}(t) \\ v_{CM2}(t) \end{bmatrix} \quad (22)$$

substituindo os vetores de tensão v_{sx} obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_d(t) \\ v_e(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} = L \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_d(t) \\ i_e(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} - \frac{V_o}{2} \begin{bmatrix} d_a(t) \\ d_b(t) \\ d_c(t) \\ d_d(t) \\ d_e(t) \\ d_f(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{CM1}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM1}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM1}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM2}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM2}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM2}(t) + \frac{V_o}{2} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Aplicando a transformada dq tem-se (24). Resolvendo (24) obtém-se (25).

Baseados em (25) são definidos os circuitos equivalentes em dq para o conversor (Figura 7).

A. Função de transferência da corrente de entrada

Reescrevendo (25) pode-se descrever as equações diferenciais do circuito em coordenadas dq descrito no conjunto (26).

$$\begin{aligned} v_{d1}(t) &= L \frac{\partial}{\partial t} i_{d1}(t) - \frac{V_0}{2} d_{d1}(t) - w_o L i_{q1}(t) \\ v_{q1}(t) &= L \frac{\partial}{\partial t} i_{q1}(t) - \frac{V_0}{2} d_{q1}(t) + w_o L i_{d1}(t) \\ v_{d2}(t) &= L \frac{\partial}{\partial t} i_{d2}(t) - \frac{V_0}{2} d_{d2}(t) - 5w_o L i_{q2}(t) \\ v_{q2}(t) &= L \frac{\partial}{\partial t} i_{q2}(t) - \frac{V_0}{2} d_{q2}(t) + 5w_o L i_{d2}(t) \end{aligned} \quad (26)$$

Aplicando a transformação de Laplace e suprimindo a perturbação de entrada:

$$\begin{aligned} i_{d1} &= \frac{V_0}{2sL} d_{d1} + \frac{w_o}{s} i_{q1}; & i_{q1} &= \frac{V_0}{2sL} d_{q1} - \frac{w_o}{s} i_{d1} \\ i_{d2} &= \frac{V_0}{2sL} d_{d2} + 5 \frac{w_o}{s} i_{q2}; & i_{q2} &= \frac{V_0}{2sL} d_{q2} - 5 \frac{w_o}{s} i_{d2} \end{aligned} \quad (27)$$

Aplicando a linearização de pequenos sinais, $x(t) = X + \tilde{x}$, e desconsiderando os acoplamentos entre o eixo de quadratura e eixo direto, que depois, se desejado, podem ser compensados com *feed-forward* nas malhas de controle, obtemos as funções de transferência para controle das correntes em dq :

$$\mathbf{T}_{dq0} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(5\omega t) & \sin(5\omega t - \frac{10\pi}{3}) & \sin(5\omega t + \frac{10\pi}{3}) & \sin(5\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(5\omega t - \frac{25\pi}{6}) & \sin(5\omega t + \frac{5\pi}{2}) \\ \cos(5\omega t) & \cos(5\omega t - \frac{10\pi}{3}) & \cos(5\omega t + \frac{10\pi}{3}) & \cos(5\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \cos(5\omega t - \frac{25\pi}{6}) & \cos(5\omega t + \frac{5\pi}{2}) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{T}_{dq0}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & \sin(5\omega t) & \cos(5\omega t) & 1 & 0 \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(5\omega t - \frac{10\pi}{3}) & \cos(5\omega t - \frac{10\pi}{3}) & 1 & 0 \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(5\omega t + \frac{10\pi}{3}) & \cos(5\omega t + \frac{10\pi}{3}) & 1 & 0 \\ \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & \sin(5\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \cos(5\omega t - \frac{5\pi}{6}) & 0 & 1 \\ \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) & \sin(5\omega t - \frac{25\pi}{6}) & \cos(5\omega t - \frac{25\pi}{6}) & 0 & 1 \\ \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) & \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) & \sin(5\omega t + \frac{5\pi}{2}) & \cos(5\omega t + \frac{5\pi}{2}) & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

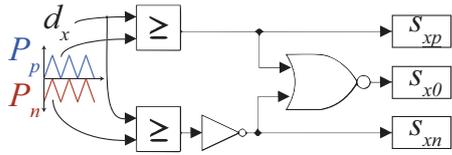


Fig. 4. Diagrama de blocos que representa a estratégia de modulação PWM senoidal de uma fase do conversor hexafásico, sendo a mesma para às seis fases.

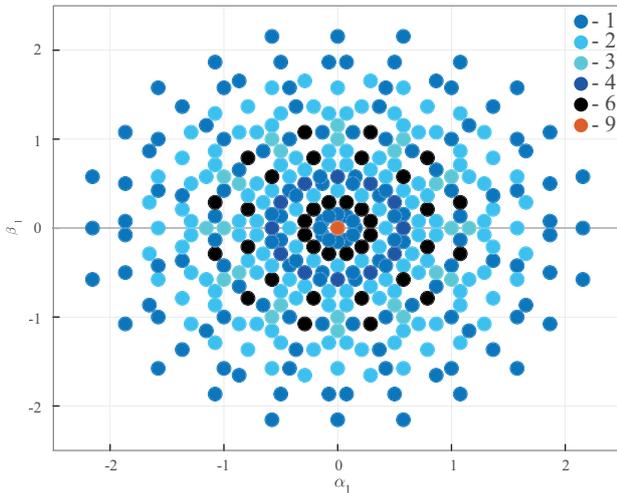


Fig. 5. Vetores em $\alpha\beta 1$ do retificador Vienna hexafásico com saída em paralelo e suas redundâncias.

$$\frac{\tilde{i}_{d1}}{\tilde{d}_{d1}} = \frac{V_0}{2sL}; \quad \frac{\tilde{i}_{q1}}{\tilde{d}_{q1}} = \frac{V_0}{2sL}; \quad \frac{\tilde{i}_{d2}}{\tilde{d}_{d2}} = \frac{V_0}{2sL}; \quad \frac{\tilde{i}_{q2}}{\tilde{d}_{q2}} = \frac{V_0}{2sL}. \quad (28)$$

B. Função de transferência da tensão de saída

Para o controle de tensão, a função de transferência é obtida a partir da impedância de saída, a qual corresponde ao filtro resistor-capacitor (RC) equivalente definida por:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_o} = \frac{R_o}{sR_oC_o + 1} \quad (29)$$

A corrente i_o é formada pela soma das correntes de cada fase:

$$i_o = i_a(1 - d_a) + i_b(1 - d_b) + i_c(1 - d_c) + i_d(1 - d_d) + i_e(1 - d_e) + i_f(1 - d_f) \quad (30)$$

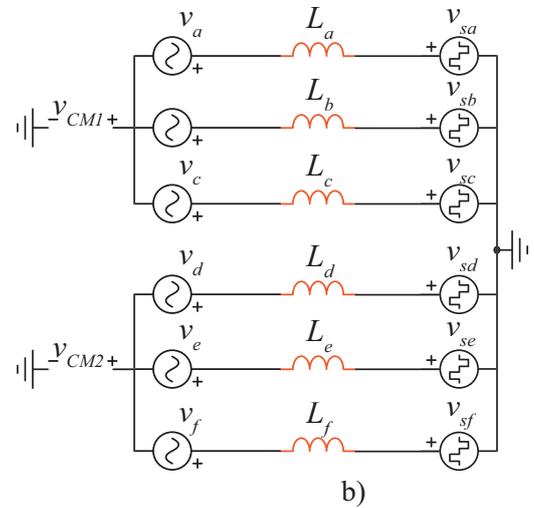
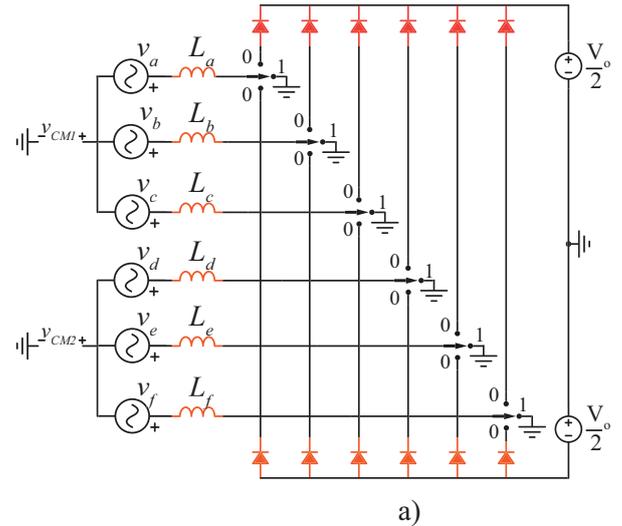


Fig. 6. Para o circuito: a) tem-se o interruptor bidirecional substituídos por um interruptor equivalente que quando o estado é igual a "1" conecta cada braço individualmente ao ponto médio dos capacitores de barramento e quando o estado é igual a "0" conecta aos diodos do braço equivalente de cada braço. O circuito b) representa o circuito equivalente com a substituição dos interruptores e diodos por fontes de tensão controlada equivalentes.

Aplicando a transformada dq hexafásica na corrente i_o , obtém-se as correntes em dq , representadas na Figura 8. As correntes de sequência zero são suprimidas devido a ausência de conexão com neutro.

$$\mathbf{T}_{dq6F} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ v_d(t) \\ v_e(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} = L \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{T}_{dq6F} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_d(t) \\ i_e(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} - \frac{V_o}{2} \mathbf{T}_{dq6F} \begin{bmatrix} d_a(t) \\ d_b(t) \\ d_c(t) \\ d_d(t) \\ d_e(t) \\ d_f(t) \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{dq6F} \begin{bmatrix} v_{CM1}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM1}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM1}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM2}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM2}(t) + \frac{V_o}{2} \\ v_{CM2}(t) + \frac{V_o}{2} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \\ v_{o1} \\ v_{o2} \end{bmatrix} = L \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{o1} \\ i_{o2} \end{bmatrix} + \omega_o L \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{o1} \\ i_{o2} \end{bmatrix} - \frac{V_o}{2} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \\ d_{d2} \\ d_{q2} \\ d_{o1} \\ d_{o2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}(v_{CM1} + \frac{V_o}{2}) \\ \sqrt{3}(v_{CM2} + \frac{V_o}{2}) \end{bmatrix} \quad (25)$$

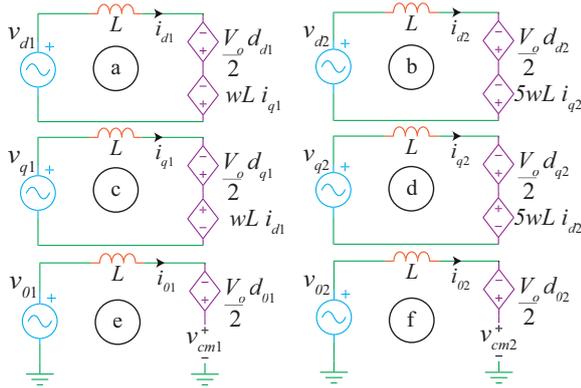


Fig. 7. Circuito equivalente em dq para o V6P.

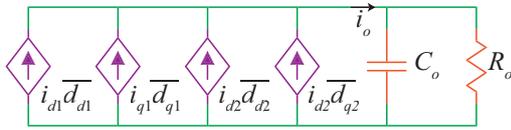


Fig. 8. Circuito equivalente de saída em dq .

Considerando a operação com fator de potência unitário, o conversor processa somente potência ativa, tem-se:

$$I_{d1} = \frac{P_o}{V_{d1}}; \quad D_{d1} = -\frac{2V_{d1}}{V_o}. \quad (31)$$

A razão cíclica (d_{d1}), oriunda de (28), fica definida como:

$$d_{d1}(t) = \frac{2sL}{V_o} i_{d1}. \quad (32)$$

A partir da Figura 8, aplicando pequenos sinais e considerando o processamento somente de potência ativa, obtém-se:

$$i_o(t) = (I_{d1} + \tilde{i}_{d1}) \frac{-(D_{d1} + \tilde{d}_{d1})}{2} \quad (33)$$

Substituído (31) e (32) em (33)

$$\tilde{i}_o = \left(\frac{V_{d1}}{V_o} - \frac{sLP_o}{V_{d1}V_o} \right) \tilde{i}_{d1} \quad (34)$$

Por fim, substituindo (34) em (29) obtém-se a função de transferência da tensão de saída pela corrente i_{q1} :

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_{d1}} = \frac{R \left(\frac{V_{d1}}{V_o} - s \frac{LP_o}{V_{d1}V_o} \right)}{sRC + 1}. \quad (35)$$

C. Estratégia de controle e validação do modelo

A estratégia de controle proposta para cada topologia pode ser visto na Figura 9, que mostra o controle aplicado, as malhas de corrente possuem os controladores C_i idênticos, detalhes são descritos na Tabela 1. O controle do barramento de tensão é feito pelo controlador C_v na malha de corrente eixo direto 1, responsável pelo processamento de potência ativa. Também é possível visualizar na mesma figura, as malhas de *feed-forward* que tem função de compensar os acoplamentos nas malhas, como podem ser vistos no conjunto (26).

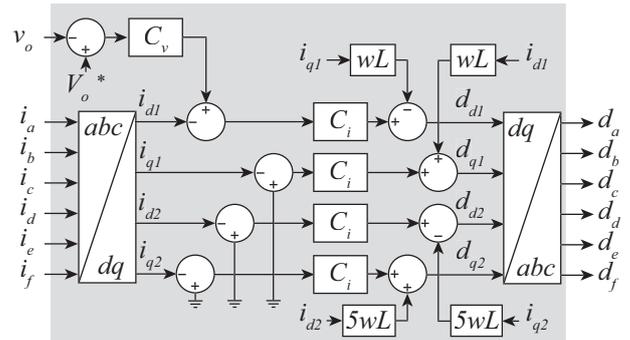


Fig. 9. Controle aplicado ao conversor Vienna hexafásico com conexão de saída paralela (V6P).

A Figura 10 apresenta a validação das plantas do conversor. As Figuras 10.a e 10.b mostram o diagrama de Bode da planta G_i gerado por (28) e confirmado por simulação do conversor V6P. As Figuras 10.c e 10.d mostram os resultados do diagrama de Bode da planta G_v gerado por (35) e confirmado por simulação do conversor V6P.

VI. RESULTADO DE SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL OBTIDO NO OPAL-RT

Os testes e validações dos sistemas propostos, foram realizados em uma plataforma de simulação em tempo real HIL. A Figura 11 mostra o sistema em blocos no equipamento OP5705 da OPAL_RT. O conversor é implementado em FPGA's, assim são simulados com passos de cálculo pequenos (200 ns). Já o controle é implementado em processador, sendo que os dados são trocados por um barramento *PCI Express*. Por fim, os sinais de interesse são enviados via DAC para serem analisados no osciloscópio. As especificações de projeto utilizadas são apresentadas na Tabela I.

Os resultados para a operação do conversor em conexão paralela podem ser visualizados nas Figuras 12, 13 e 14. A Figuras 12, mostram as tensões de entrada: v_a , v_b , v_c , v_d , v_e

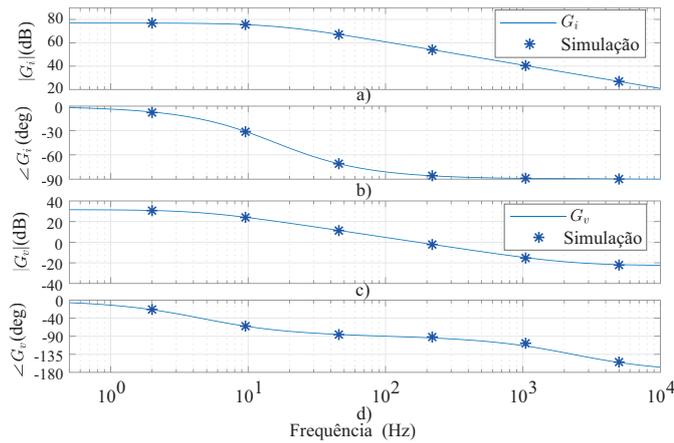


Fig. 10. Resposta em frequência da planta G_i e da planta G_v , comparados com os resultados obtido via simulação para o conversor V6P.

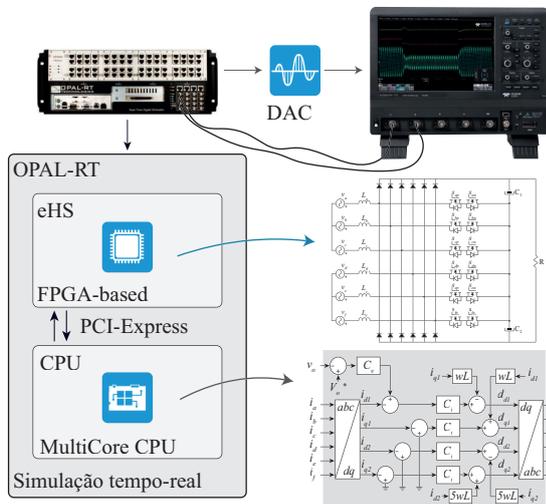


Fig. 11. Figura ilustrativa representando o sistema implementado para simulação em tempo real.

TABELA I
Parâmetros Definidos para o Projeto

Parâmetros de projeto	Valor
Potência nominal	$P_o = 20kW$
Tensão nominal de rede	$V_m = 220VRMS$
Tensão nominal de saída	$V_0 = 1400V$
Frequência de chaveamento	$F_s = 10kHz$
Critério de tempo <i>hold-up</i>	$t = 8ms$
Critério de tensão de <i>hold-up</i>	$\Delta V_o \% = 10 \%$
Máxima ondulação de corrente	$\Delta I \% = 40 \%$
Indutor	$L = 1,0mH$
Capacitor (Capacitância Total de Saída)	$C_o = 500\mu F$
Controlador de corrente ($MF = 45$ $F_c = 1250Hz$)	$PI = \frac{0,0073s + 11,1}{s}$
Controlador de tensão ($MF = 60, F_c = 100Hz$)	$PI = \frac{0,103s + 10,3}{s}$

e v_f e as correntes de entradas: i_a, i_b, i_c, i_d, i_e e i_f , na parte inferior é impresso o valor do fator de potência (FP) para cada fase individual (P1, P2, P3, P4, P5 e P6). Os resultados de FP, foram elevados, (pior caso: $FP \geq 0,965$), como visto nas Figuras 12.

Nas Figuras 13, é possível visualizar as tensões de fase: v_a, v_b, v_c, v_d, v_e e v_f e as correntes i_a, i_b, i_c .

A Figura 13 também mostra as tensões v_{C1}, v_{C2} e v_o da topologia com conexão de saída em paralelo.

Na Figura 14 é mostrado o resultado quando realizado um degrau de carga a fim de verificar o funcionamento das malhas de tensão. Em ambas resultados foram realizados degraus de carga de 100 % para 50 % e de 50 % para 100 %, que garantiram a estabilidade do barramento em 1400 V.

Por fim, na Figura 14, o tempo de estabilização para a topologia paralela foi em torno de 60 ms.

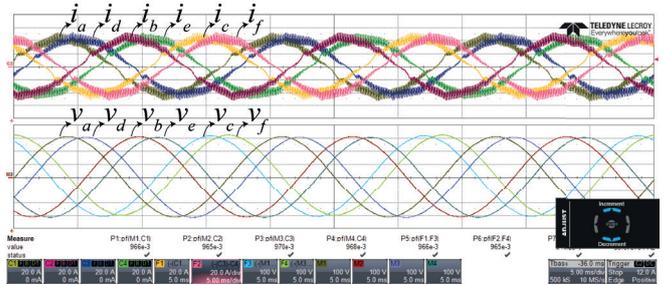


Fig. 12. Resultado conexão paralela. São apresentadas as tensões de entrada: v_a, v_b, v_c, v_d, v_e e v_f e as correntes de entrada: i_a, i_b, i_c, i_d, i_e e i_f . É possível visualizar o fator de potência na parte inferior, sendo sempre $\geq 0,96$.

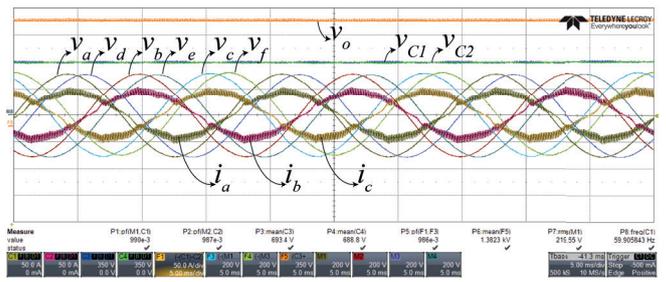


Fig. 13. Resultado conexão paralela. São apresentadas as tensões de fase: v_a, v_b, v_c, v_d, v_e e v_f , as correntes i_a, i_b, i_c , e as tensões v_{C1}, v_{C2} e v_o .

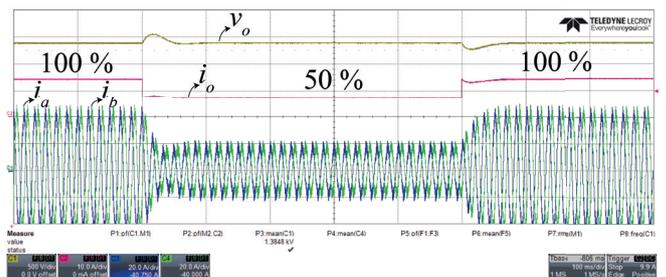


Fig. 14. Resultado conexão paralela. São apresentadas a tensão de saída: v_o , a corrente de saída: i_o e as correntes de entrada, i_a, i_b . Degraus de carga de 100 % para 50 % e de 50 % para 100 % da carga nominal.

VII. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo, modelagem e controle de um retificador três níveis unidirecionais hexafásicos baseados no retificador Vienna empregando-se as transformadas hexafásicas em eixo síncrono. Salienta-se que existe a possibilidade da conexão paralela das tensões de saída ou a conexão série, porém os resultados aqui apresentados referem-se a conexão paralela. Além das topologias apresentadas, o

trabalho contribui com a modelagem do retificador em eixo estacionário. O estudo demonstrou que a conexão paralela possui um acoplamento que não deve ser ignorado.

Por fim a modelagem foi validada via simulação baseada em um simulador de tempo real empregado-se a plataforma de hardware modelo OP5707 da OPAL – RT Technologies comprovando-se o funcionamento da topologia e do controle aplicado. O ensaios demonstram que a estrutura apresenta-se alto fator de potência e operação adequada do controle da tensão de barramento que manteve-se controlada.

REFERÊNCIAS

- [1] MELO, Victor Felipe Moura Bezerra, *Sistemas de acionamento de máquinas de seis e nove fases*. 190f. Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFCG – Paraíba – Brasil, 2017. Disponível em: <http://dspace.sti.ufcg.edu.br:8080/jspui/handle/riufcg/19988>
- [2] RATHIKA, N. et al. “Analysis and control of multiphase synchronous generator for renewable energy generation”, in *International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, p. 1–6, 2014.
- [3] ABDELSALAM, I. et al, “Assessment of a wind energy conversion system based on a six-phase permanent magnet synchronous generator with a twelve-pulse PWM current source converter”, in *IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, p. 849–854, 2013.
- [4] MILIANI, E. et al, “Experimental Analysis of a Six Phase Permanent Magnet Synchronous Generator in a Variable Speed Constant Frequency Generating System”, in *APEC 07 – Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, p. 1727–1732, 2007.
- [5] ZHANG, K. et al, “Modeling of a Converter-Connected Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Generator”, *International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, v. 2, p. 1096–1100, 2005.
- [6] NAHOME, A. A. et al. “Vector control of direct drive six phase permanent magnet synchronous generators”, in *PowerTech, IEEE Trondheim*, p. 1–7, 2011.
- [7] SENA, Dêibson José Gomes de, *Modelagem de uma turbina eólica com máquina síncrona hexafásica a ímã permanente utilizando MATLAB*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, 2013.
- [8] YE, H.; EMADI, A, “A Six-Phase Current Reconstruction Scheme for Dual Traction Inverters in Hybrid Electric Vehicles With a Single DC-Link Current Sensor”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 63, n. 7, p. 3085–3093, set. 2014.
- [9] ABBAS, M. A.; CHRISTEN, R.; JAHNS, T. M. “Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 5, p. 1251–1259, set. 1984. 0093-9994.
- [10] LEVI, E. et al, “Steady-State Modeling of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 5, p. 1559–1568, set. 2008.
- [11] LUO, Y. et al. “Three-phase rectifier with near-sinusoidal input currents and capacitors parallel connected with the upper diodes”, in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC '09) IEEE 6th International*, p. 1697–1702, 2009.
- [12] DOS SANTOS, KRISTIAN P. et al, “Projeto de um retificador Vienna com elevado fator de potência usando a técnica de controle de um ciclo”, in *Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 2018.
- [13] ARBUGERI, C. A.; LAZZARIN, T. B.; MUSSA, S. A., “Six-phase active PWM rectifier with stationary frame reference control” in *IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Edinburgh, p. 856–860, 2017.
- [14] ARBUGERI, C. A.; LAZZARIN, T. B.; MUSSA, S. A., “Six-phase active PWM rectifier with synchronous frame reference control”, in *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, Germany, p. 1–6, 2016.
- [15] ARBUGERI, C. A.; LAZZARIN, T. B.; MUSSA, S. A., “Instantaneous active and reactive power in six-phase systems”, in *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE-Europe)*, Geneva, Switzerland, p. 1–6, 2015.
- [16] ARBUGERI, C. A.; LAZZARIN, T. B.; MUSSA, S. A., “Six-Phase Bidirectional Rectifier: modelling, control and experimental results in alpha beta Reference Frame”, *Revista Eletrônica de Potência*, v. 24, n. 1, p. 66–72, mar. 2018.
- [17] CLARKE, E.; DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W, “Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, jul. 1951.
- [18] WILLEMS, J. L, “Generalized Clarke Components for Polyphase Networks”, *IEEE Transactions on Education*, v. 12, n. 1, p. 69–71, mar. 1969.
- [19] ZHAO, Y; T. A. LIPO, “Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, n. 5, p. 1100–1109, Set.–Out. 1995.

DADOS BIOGRÁFICOS

José Augusto Arbuger, recebeu o grau de Engenheiro Eletrônico pela Universidade Federal de Santa Catarina em 2019, é mestrando no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na área de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos. Atualmente atua no departamento de pesquisa e desenvolvimento como engenheiro de hardware na empresa Reivax S/A Automação e Controle, com foco na área de geração de energia. Seus interesses de pesquisa incluem retificadores PFC, processamento de sinais digitais e controle aplicado em eletrônica de potência, sistemas embarcados baseados em FPGA e microprocessadores e sistema de simulação de tempo real.

Cesar Augusto Arbuger, Nascido em Joaçaba, Santa Catarina, Brasil, em 1990. Recebeu o grau de Engenheiro

eletricista e mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2014 e 2016, respectivamente. Atualmente doutorando no programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e atua como engenheiro de produto pleno no departamento de e-Mobility da Volkswagen Caminhões e ônibus (VWCO).

Cleiton Dal'Agnol, recebeu o grau de Engenheiro Eletricista e Engenheiro de Segurança do Trabalho pelo Centro Universitário Unifacvest em 2018 e 2021 respectivamente, realizou pós-graduação em Eficiência Energética pelo IFSul em 2022, recebeu o grau de Mestre em Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos pela Universidade Federal de Santa Catarina em 2023. Atualmente trabalha na área de energias renováveis. Seus interesses de pesquisa incluem conversores

de elevado ganho estático, energias renováveis e sistemas baseados em FPGA e microprocessadores.

Samir Ahmad Mussa, recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Santa Maria em 1988, recebeu grau de Mestre e de Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1994 e 2003 respectivamente. Atualmente ocupa o cargo de professor titular no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica (EEL) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e pesquisador no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). Seus interesses de pesquisa incluem retificadores PFC, processamento de sinais digitais e controle aplicado em eletrônica de potência, sistemas baseados em DSP, FPGA e microprocessadores. Dr. Mussa é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e do IEEE.