

SISTEMA TOLERANTE A FALHAS PARA ACIONAMENTO DE DUAS MÁQUINAS EM APLICAÇÃO VEICULAR

O. I. da Silva², E. C. dos Santos Jr.¹, C. B. Jacobina¹ e A. M. N. Lima¹

Departamento de Engenharia Elétrica

¹ Universidade Federal de Campina Grande

CEP 58.429-140, Campina Grande – PB – Brasil

² IFET – Instituto Federal de Pernambuco

CEP 50.740-540, Recife – PE – Brasil

e-mail: osglay@ee.ufcg.edu.br e [euzeli, jacobina, amnlma]@dee.ufcg.edu.br

Resumo – Neste artigo é apresentado um sistema de acionamento tolerante a falhas, para duas máquinas utilizando inversor de frequência com seis braços na condição pré-falha e cinco braços na condição pós-falha, nesta última condição os motores são conectados em série pelos seus terminais de neutro e o braço defeituoso é isolado. A topologia proposta utiliza doze chaves de potência e não há conexões com o ponto central do banco de capacitores. São apresentadas análises da tensão de barramento e modelo, são investigadas a técnica de modulação do *PWM* e a estratégia de controle. As principais características também são mostradas. Resultados experimentais e simulados demonstram a viabilidade do sistema.

Palavras-Chave – Acionamento de Máquinas, Máquinas em Série, Técnica de Modulação e Tolerância a Falhas.

FAULT-TOLERANT SYSTEM FOR TWO DRIVE MACHINES IN VEHICLE APPLICATION

Abstract – This paper presents a drive system for two machines with fault-tolerant using frequency inverter with six legs, in the pre-failure and five legs in the post-failure, in this last condition the motors are connected in series across terminals of neutral, and the leg defective is isolated. The proposed topology uses twelve power switches and does not have any connection to the mid-point of the capacitor bank. Analysis of bus voltage and Model, Pulsewidth modulation techniques and control strategies are investigated. The main characteristics of the drive systems are also presented. Experimental and simulated results demonstrate the feasibility of the systems.

Keywords - Drive System, Fault-tolerant, *PWM* Modulation Technique and Machines Connected in Series.

Artigo submetido em 29/09/2011. Revisado em 10/12/2012. Aceito para publicação em 21/02/2012 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

I. INTRODUÇÃO

Muitos setores da atividade industrial, tais como o setor metalúrgico, setor têxtil, e setor petrolífero, utilizam sistemas de acionamento com múltiplas máquinas. Além destes setores, é comum a demanda para acionamento de múltiplas máquinas em veículos elétricos, bem como em aplicações de alta confiabilidade, tais como aeronáutica e navais. Para alimentar e controlar de forma independente mais de uma máquina de corrente alternada, geralmente são utilizados vários sistemas de acionamento de frequência variável. Uma alternativa comum para reduzir o custo destas instalações é utilizar topologias de conversores com número reduzido de componentes [1-11]. Topologias utilizadas especificamente para acionamento de duas máquinas de modo independente foram estudadas anteriormente [12], [13]. Estas topologias, com número reduzido de componentes, podem ser úteis em situações de reconfiguração do sistema após a detecção de uma falha [14].

Elevados custos, devido a paradas não programadas para manutenção, têm estimulado as pesquisas em sistemas tolerantes a falhas. Uma quantidade considerável destas pesquisas tem foco na detecção e diagnóstico das falhas [15-21] e em falhas ocorridas nas máquinas [22], [23], além de estudos voltados para o controle dos sistemas em condição de falha [24], [25]. No entanto pouca atenção tem sido dada aos sistemas de acionamentos com múltiplas máquinas com características de tolerância a falhas.

Neste trabalho é proposto um sistema de acionamento tolerante a falhas para duas máquinas de corrente alternada. O sistema atua na compensação de falhas por circuito aberto e/ou por curto-circuito nos dispositivos de potência. A compensação é realizada pela reconfiguração do conversor, da topologia de seis braços, na condição de conversor sem defeito (pré-falha) apresentado na Figura 1, para a topologia de cinco braços (pós-falha) apresentada na Figura 2. Nesta topologia de cinco braços temos a conexão em série entre as máquinas, os neutros destas são ligados entre si através de um triac (*t*). Evidentemente que ambas as máquinas devem estar ligadas no arranjo Y (estrela).

Nas Figuras 3 e 4 são mostradas as técnicas utilizadas para isolar o braço, estudadas em [26], [27], quando o sistema detecta uma falha ocorrida em uma das chaves de potência. No caso de uma falha de circuito aberto é feito o isolamento do braço, obtido pelo comando para abertura da chave complementar, Figura 3. Por outro lado, quando uma falha de curto-circuito ocorre, o isolamento do braço é

obtido fechando-se a chave complementar, que provoca a abertura dos fusíveis devido ao elevado nível da corrente circulante, o que causa o isolamento deste braço defeituoso, Figura 4.

Em trabalhos anteriores têm sido utilizados conversores de cinco braços para a alimentação e controle de duas máquinas de corrente alternada, de forma independente, em aplicações veiculares [28], [29]. Vale salientar que o sistema aqui apresentado, no que diz respeito à topologia de cinco braços (pós-falha), utiliza máquinas trifásicas conectadas em série pelos neutros, ligadas em Y, e, devido a estas características, recebeu a denominação de YYS (Estrela-Estrela-Série).

II. MODELO DINÂMICO DA MÁQUINA

A máquina utilizada neste trabalho é uma máquina de indução trifásica padrão, de forma que seu modelo representativo é derivado do modelo trifásico por meio de uma transformação de base:

$$w_{123} = Aw_{dqo} \quad (1)$$

$$w_{dqo} = A^{-1}w_{123} \quad (2)$$

Com $w_{123} = [w_1 \ w_2 \ w_3]^T$, $w_{dqo} = [w_d \ w_q \ w_o]^T$ e

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Os vetores w_{123} e w_{dqo} podem ser correntes, tensões ou fluxos, e $A^{-1} = A^T$. O modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico da máquina de indução trifásica é dado por:

$$v_{sdq} = r_s i_{sdq} + \frac{d}{dt} \phi_{sdq} \quad (4)$$

$$v_{rdq} = r_r i_{rdq} + \frac{d}{dt} \phi_{rdq} - j\omega_r \phi_{rdq} \quad (5)$$

$$\phi_{sdq} = l_s i_{sdq} + l_{sr} i_{rdq} \quad (6)$$

$$\phi_{rdq} = l_{sr} i_{sdq} + l_r i_{rdq} \quad (7)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_s \frac{d}{dt} i_{so} \quad (8)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + l_r \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (9)$$

$$T_e = Pl_{sr} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (10)$$

Nas equações acima, $v_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$, $i_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$ e $\phi_{sdq} = \phi_{sd} + j\phi_{sq}$ representam os vetores dq de tensão, corrente e fluxo, respectivamente; v_{so} e i_{so} representam as tensões e correntes homopolares do estator, respectivamente (o equivalente para as variáveis do rotor pode ser obtido substituindo o índice s por r); T_e denota o torque eletromagnético; ω_r é a frequência angular do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e do rotor; l_s ,

l_{ls} , l_r e l_{lr} são as indutâncias próprias e as indutâncias de dispersão do estator e do rotor, respectivamente; l_{sr} é a indutância mútua e P é o número de pares de pólos da máquina.

III. TOPOLOGIA DO CONVERSOR PRÉ-FALHA

A topologia pré-falha, apresentada na Figura 1, compreende doze chaves de potência (seis braços), um banco de capacitores como barramento cc , duas máquinas trifásicas e um triac. Os inversores são compostos pelos pares de chaves (q_1, \bar{q}_1) , (q_2, \bar{q}_2) , (q_3, \bar{q}_3) , (q_4, \bar{q}_4) , (q_5, \bar{q}_5) e (q_6, \bar{q}_6) . O estado de condução das chaves é representado pelas variáveis binárias homônimas q_i e \bar{q}_i ($i=1$ até 6): $q_i=0$ ou $\bar{q}_i=0$ representa chave aberta, enquanto que $q_i=1$ ou $\bar{q}_i=1$ representa chave fechada, de modo que os pares (q_1, \bar{q}_1) , (q_2, \bar{q}_2) , (q_3, \bar{q}_3) , (q_4, \bar{q}_4) , (q_5, \bar{q}_5) e (q_6, \bar{q}_6) são complementares. O sistema possui também dispositivos de isolamento (fusíveis de ação rápida $F_1, \bar{F}_1, F_2, \bar{F}_2, F_3, \bar{F}_3, F_4, \bar{F}_4, F_5, \bar{F}_5, F_6, \bar{F}_6$ e \bar{F}_6) sendo dois para cada braço do conversor, além destes dispositivos há uma chave de conexão ac t (triac), que é acionada para modificar a topologia, apenas quando detectada uma falha.

IV. TOPOLOGIA DO CONVERSOR PÓS-FALHA

A topologia pós-falha, obtida com a detecção da falha em qualquer um dos braços e condução de t (triac), pode ser observada na Figura 2, a configuração apresentada é resultante de um caso particular, quando a(s) chave(s) q_4 e/ou \bar{q}_4 apresenta(m) condição de falha.

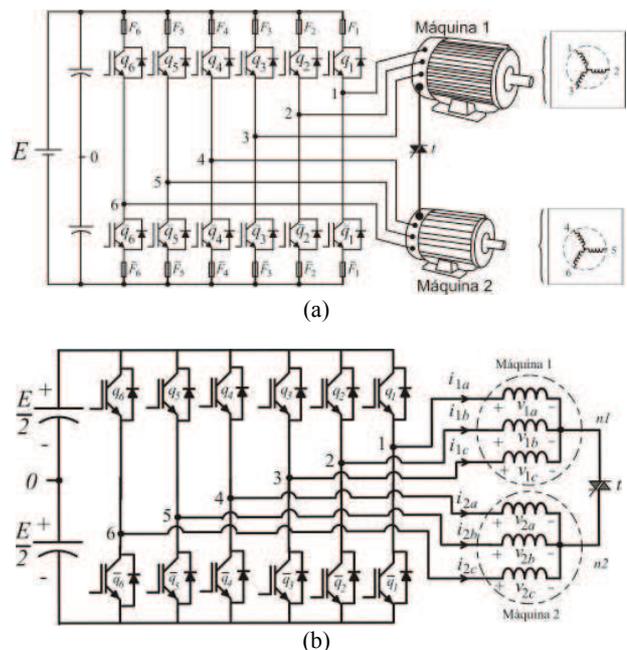
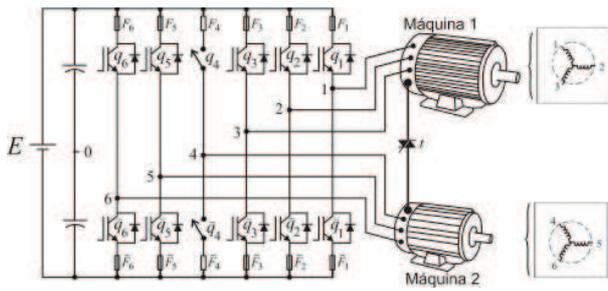
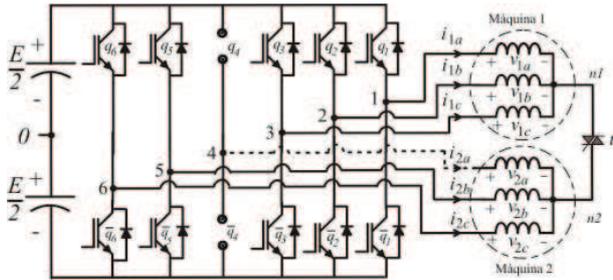


Fig. 1. Acionamento com tolerância à falha para dois motores conectados em Y – Conversor saudável: (a) Conversor, fusíveis, barramento cc , triac e motores, (b) circuito na condição pré-falha.



(a)



(b)

Fig. 2. Acionamento com tolerância à falha para dois motores conectados em Y, apresentando falha no braço 4: (a) conversor, fusíveis, barramento cc, triac e motores, (b) circuito na condição pós-falha.

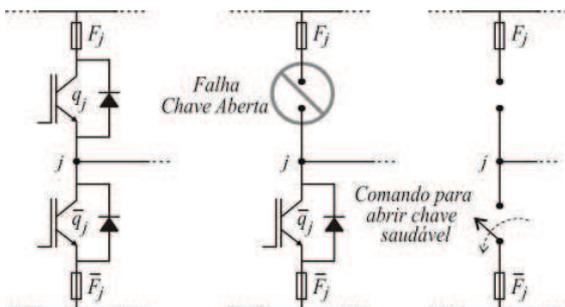


Fig. 3. Técnica de isolamento de um braço quando ocorre uma falha de chave aberta.

Neste caso o braço 4 é isolado e t (triac) é acionado, reconfigurando o circuito. Como mencionado anteriormente, a isolamento do braço ocorre de maneira diferente para cada tipo de falha. Caso seja por circuito aberto, a chave complementar no braço é bloqueada, o braço é então isolado. No caso de ser detectada falha de curto-circuito, temos a chave complementar colocada em estado de condução, o que leva à abertura dos fusíveis pelo elevado nível da corrente circulante, com os fusíveis abertos o braço fica isolado do restante do circuito.

A. Modelo Pós-falha

A topologia YYS, como denominamos nosso sistema, apresenta as seguintes tensões de fase da máquina na condição pós-falha:

$$v_{1a} = v_{10} + v_{n1} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n1} \quad (11)$$

$$v_{1b} = v_{20} + v_{n1} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n1} \quad (12)$$

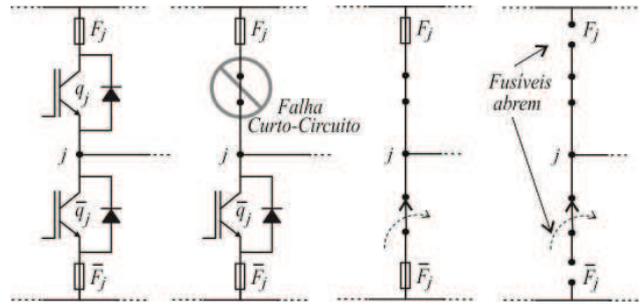


Fig. 4. Técnica de isolamento de um braço quando ocorre uma falha de chave em curto-circuito.

$$v_{1c} = v_{30} + v_{n1} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n1} \quad (13)$$

$$v_{2b} = v_{50} + v_{n2} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{n2} \quad (14)$$

$$v_{2c} = v_{60} + v_{n2} = (2q_6 - 1) \frac{E}{2} - v_{n2} \quad (15)$$

Uma vez que $v_{n2} = v_{n1}$, vem:

$$v_{2b} = v_{50} + v_{n1} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{n1} \quad (16)$$

$$v_{2c} = v_{60} + v_{n1} = (2q_6 - 1) \frac{E}{2} - v_{n1} \quad (17)$$

A partir de (11)-(13) e aplicando a transformação dada em (1), as tensões odq associadas à Máquina 1 são obtidas por:

$$v_{1d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} - \frac{1}{2} v_{20} - \frac{1}{2} v_{30} \right) \quad (18)$$

$$v_{1q} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{20} - v_{30}) \quad (19)$$

$$v_{1o} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{10} + v_{20} + v_{30}) = \sqrt{3} v'_{1o} \quad (20)$$

Somando todos os termos de (11)-(15) e usando v'_{1o} , segue que:

$$v_{n1} = v'_{n1} - v'_{1o} \quad (21)$$

Onde $v'_{n1} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v'_{j0}$.

De (16) e (17), temos:

$$v_{2b} = v_{50} - v'_{n1} + v'_{1o} = v'_{2b} + v'_{1o} \quad (22)$$

$$v_{2c} = v_{60} - v'_{n1} + v'_{1o} = v'_{2c} + v'_{1o} \quad (23)$$

Donde podemos obter:

$$v'_{2b} = v_{50} - v'_{n1} \quad (24)$$

$$v'_{2c} = v_{60} - v'_{n1} \quad (25)$$

Que são as componentes de v_{2b} e v_{2c} que dependem unicamente das tensões de pólo. Do modelo homopolar, para Máquina 1, segue que:

$$v_{1o} = r_{1s} i_{1o} + l_{1s} \frac{d}{dt} i_{1o} \quad (26)$$

Sabendo que $\dot{i}_{1o} = -\dot{i}_{2b} - \dot{i}_{2c}$ as tensões v_{2b} e v_{2c} podem ser escritas como:

$$v_{2b} = v_{50} - \frac{v'_{n1}}{3} - \frac{1}{3\sqrt{3}}(r_{1s}(i_{2b} + i_{2c}) + l_{1s} \frac{d}{dt}(i_{2b} + i_{2c})) \quad (27)$$

$$v_{2c} = v_{60} - \frac{v'_{n1}}{3} - \frac{1}{3\sqrt{3}}(r_{1s}(i_{2b} + i_{2c}) + l_{1s} \frac{d}{dt}(i_{2b} + i_{2c})) \quad (28)$$

O modelo completo é obtido pela combinação das equações de tensão para $v_{1a}, v_{1b}, v_{1c}, v_{2b}$ e v_{2c} , com o modelo do motor trifásico. Enquanto as tensões dq associadas à Máquina 2 são dadas por:

$$v_{2d} = -\sqrt{\frac{1}{6}}(v_{50} + v_{60} - 2v_{n1}) \quad (29)$$

$$v_{2q} = \sqrt{\frac{1}{2}}(v_{50} - v_{60}) \quad (30)$$

$$v_{2o} = \sqrt{\frac{1}{3}}(v_{50} + v_{60} - 2v_{n1}) \quad (31)$$

B. Estratégia PWM Pós-falha

A estratégia PWM apresentada é referente ao sistema operando na condição pós-falha. A modulação por largura de pulsos pode ser determinada diretamente das tensões do sistema referenciadas ao ponto central do barramento cc . As tensões referenciadas ao ponto central do barramento cc , são expressas por:

$$v_{10}^* = v_{1adq}^* + v_{n1}^* \quad (32)$$

$$v_{20}^* = v_{1bdq}^* + v_{n1}^* \quad (33)$$

$$v_{30}^* = v_{1cdq}^* + v_{n1}^* \quad (34)$$

$$v_{50}^* = v_{2b}^* + v_{n1}^* \quad (35)$$

$$v_{60}^* = v_{2c}^* + v_{n1}^* \quad (36)$$

onde v_{1idq}^* com ($i = a, b$ ou c) são as parcelas das tensões de fase do motor associadas apenas a tensão dq dadas por (1) com $v_{so}^* = 0$, assim

$$v_{1adq}^* = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{1d}^*, v_{1bdq}^* = -\sqrt{\frac{1}{6}}v_{1d}^* + \sqrt{\frac{1}{2}}v_{1q}^*,$$

e

são novas variáveis associadas a v_{1d}^* e v_{1q}^* , respectivamente. Os termos de tensão v_{1d}^* e v_{1q}^*

são definidos, respectivamente, pelo controle de torque dos motores. O problema a ser resolvido é determinar v_{1d}^* , v_{1q}^* e v_{n1}^* a partir de (32)-(36), sabendo que as tensões de referência, dadas por v_{1d}^* , v_{1q}^*

e v_{n1}^* , foram especificadas. O controle

do PWM é implementado de acordo com um dos dois métodos a seguir, dependendo da condição do conversor: saudável ou defeituoso.

Método PWM - Fator de distribuição Global

A tensão v_{n1}^* pode ser calculada tomando o fator de distribuição global μ , ou seja:

$$v_{n1}^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^* \quad (37)$$

onde $v_{\max}^* = \max\{V\}$ e $v_{\min}^* = \min\{V\}$, onde $V = \{v_{1adq}^*, v_{1bdq}^*, v_{1cdq}^*, v_{2b}^*$ e $v_{2c}^*\}$. Esta expressão foi obtida usando a mesma aproximação aplicada para a equivalente da modulação trifásica PWM [30-31]. O fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por:

$$\mu = t_{oi} / t_o \quad (38)$$

Para dividir o período de roda livre no início ($\mu t_o = t_{oi}$) e no final ($t_{oe} = (1 - \mu)t_o$) do período de chaveamento [30], [31], o fator de distribuição pode ser modificado em função do índice de modulação (m_i) para reduzir o THD (Distorção Harmônica Total) de uma das tensões de saída. Neste caso, o algoritmo proposto é:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição global μ e calcule v_{n1}^* de (37).

Passo 2. Determine v_{10}^* a v_{50}^* de (32)-(36).

Passo 3. Determine v_{10}^* a v_{60}^* a partir de (32)-(36) para a Máquina 1 e Máquina 2.

Passo 4. Finalmente, uma vez que a tensão do ponto central foi determinada, calcule as larguras dos pulsos τ_1 a τ_6 , usando:

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{j0}^* \quad \text{para } j = 1 \text{ a } 6 \quad (39)$$

e programe os tempos.

V. ESTRATÉGIA DO CONTROLE

O diagrama em blocos do sistema de controle do acionamento, para topologia pré-falha, pode ser visualizado na Figura 5 considerando a chave k , conectada ao ponto 1 ($k \rightarrow 1$). Para a topologia pós-falha o diagrama em blocos é modificado pela conexão da chave k ao ponto 2 ($k \rightarrow 2$). O diagrama de blocos apresentado pode ser implementado pelo controle das correntes dq (como no Controle de Campo Orientado), do fluxo magnético dq (como na estratégia de Torque Direto) ou controle das tensões dq (como no Controle Volts-Hertz). A tensão do barramento cc (banco de capacitores) é obtida a partir de um uma rede ca e circuito retificador. Nas aplicações onde a rede ca não está disponível, como aplicações veiculares ou navais, a tensão do barramento cc pode ser imposta por um conversor cc - cc conectado a bateria(s).

Neste artigo uma estratégia IFOC (Controle Indireto de Campo Orientado) foi considerada para máquinas

trifásicas, mostrado na Figura 6. As referências das correntes dq são dadas por:

$$i_{sd}^* = \frac{\phi_r^*}{l_m} \cos(\delta_e^*) - \frac{l_r}{Pl_m} \frac{T_e^*}{\phi_r^*} \text{sen}(\delta_e^*) \quad (40)$$

$$i_{sq}^* = \frac{\phi_r^*}{l_m} \text{sen}(\delta_e^*) - \frac{l_r}{Pl_m} \frac{T_e^*}{\phi_r^*} \cos(\delta_e^*) \quad (41)$$

$$\delta_b^* = \int_0^t \left(\frac{l_m}{\tau_r} \frac{i_{s0}^*}{\phi_r^*} + \omega_r \right) dt \quad (42)$$

Onde T_e^* é a referência de torque e $\phi_r^* = \phi_r^* e^{j\delta_e^*}$ é a referência do vetor de fluxo. e_{sd} e e_{sq} são as componentes dq da FEM, que é considerada como uma perturbação para o sistema.

VI. ANÁLISE DE TENSÃO

As tensões requeridas pelo conversor, no barramento cc , para as condições pré-falha e pós-falha, são normalizadas em função da tensão de fase da máquina trifásica. Considerando que v_{ijdq} com ($i = 1$ ou 2 e $j = a, b$ ou c) e v_{1o} representam as amplitudes das tensões das fases das Máquinas 1 e 2 e a tensão homopolar da Máquina 1, respectivamente. Então pode ser mostrado que para o conversor nas condições pré-falha e pós-falha, a tensão (E) do barramento cc (capacitivo) deve satisfazer as restrições mostradas na Tabela I. Note que para o caso de tensões iguais (em fase e amplitude) nas duas máquinas, para o conversor em falha, teremos a tensão do barramento cc maior do que o dobro da tensão de fase, devido à parcela relativa à tensão homopolar, em relação à condição do inversor sem defeito. Na Figura 7 são mostrados os circuitos equivalentes para análise de tensão de barramento cc , nas condições de pré-falha e pós-falha.

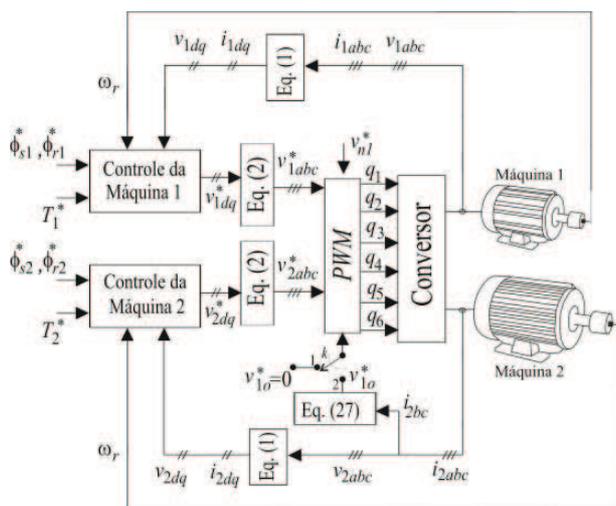


Fig. 5. Diagrama em blocos do sistema de controle.

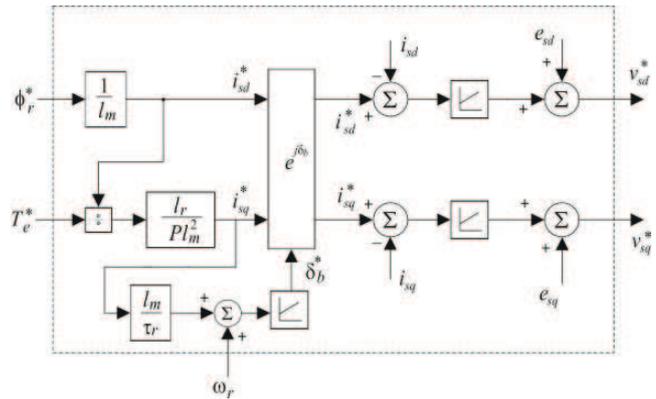


Fig. 6. Diagrama em blocos do sistema de controle indireto de campo orientado.

A tensão do barramento cc pode ser mantida no valor da condição pré-falha, neste caso o sistema funcionaria fora das condições nominais, isto se justifica nos casos em que o objetivo é evitar a parada brusca e não controlada do sistema.

TABELA I
Tensão do Barramento
Topologias Pré-Falha e Pós-Falha

Condição Pré-Falha	Condição Pós-Falha
$\sqrt{3}v_{ijdq} \leq E$	$v_{1idq} + v_{2idq} + \sqrt{3}v_{1o} \leq E$

VII. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

O sistema apresentado tem sido estudado por simulação, desenvolvidas com suporte dos softwares PSIM[®] e C⁺⁺[®]. Os dados utilizados para simulação das máquinas são apresentados na Tabela II. Este estudo tem mostrado o comportamento adequado do sistema. Os resultados foram obtidos usando controle das correntes das máquinas. Nas Figura 8 e Figura 9 são apresentadas as correntes resultantes das simulações, para o sistema nas condições pré-falha e pós-falha, operando nas frequências de 5Hz (Máquina 1) e 30Hz (IM2), com uma frequência de chaveamento de 10kHz.

VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As topologias apresentadas para as condições pré-falha e pós-falha foram implementadas, nos experimentos realizados a frequência de chaveamento foi de 10kHz e $C = 1000 \mu F$, foram utilizadas máquinas de 0,75cv (Máquina 1) e 0,55cv (Máquina 2), conforme Tabela II. A plataforma de desenvolvimento é baseada em um microcomputador equipado com placas e sensores apropriados. Este estudo tem mostrado o comportamento adequado do sistema. Os resultados foram obtidos usando controle de corrente dq das máquinas. Nas Figura 10 e Figura 11 são apresentadas as correntes medidas experimentalmente para o sistema na condição pós-falha, operando nas frequências de 5Hz (Máquina 1) e 30Hz (Máquina 2). Os resultados obtidos são satisfatórios e confirmam a viabilidade da solução proposta.

IX. CONCLUSÕES

Neste artigo foi analisado um sistema de acionamento tolerante a falhas. A topologia proposta, denominada YYS, aciona duas máquinas trifásicas. A configuração pré-falha utiliza dois inversores trifásicos de três braços cada, compartilhando o mesmo barramento cc , em fonte de tensão. Uma análise geral da configuração pós-falha é apresentada, além de apresentar a estratégia PWM para a topologia pós-falha. Topologias de conversores com número reduzido de componentes nas chaves de potência são encontradas na literatura técnica e acadêmica, neste trabalho é proposta a utilização desta técnica para funcionamento pós-falha. A configuração YYS, estudada, é indicada para aplicações veiculares (tração dividida ou ainda em sistemas que utilizam tração e compressor ou outra aplicação motorizada eletricamente), bem como para outros sistemas de duplo acionamento. O aumento do custo devido ao aumento da potência das chaves não é relevante diante da redução de custos devido à disponibilidade, a confiabilidade e a funcionalidade do veículo, mesmo em situação de defeito. Bem como da minimização de custos devido a paradas não programadas para manutenção. Os resultados experimentais e simulados demonstram a viabilidade do sistema.

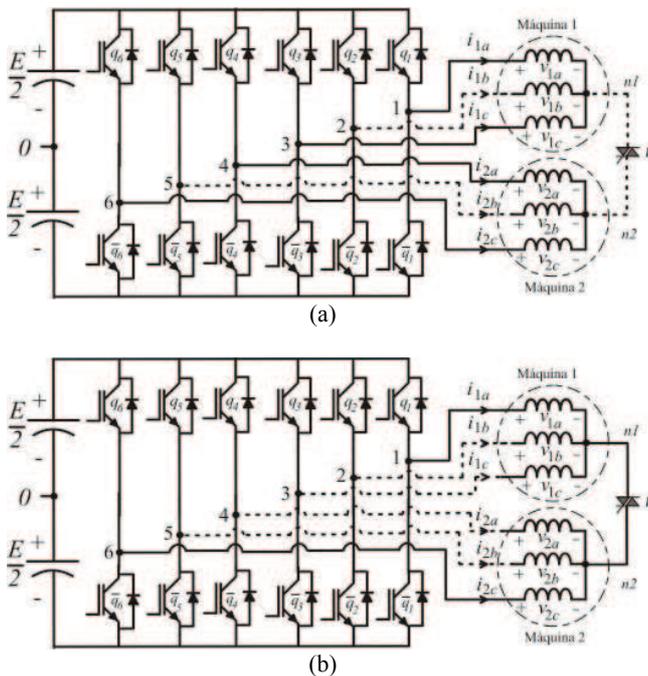


Fig. 7. Circuitos equivalentes para análise de tensão do barramento cc : (a) condição pré-falha e (b) condição pós-falha.

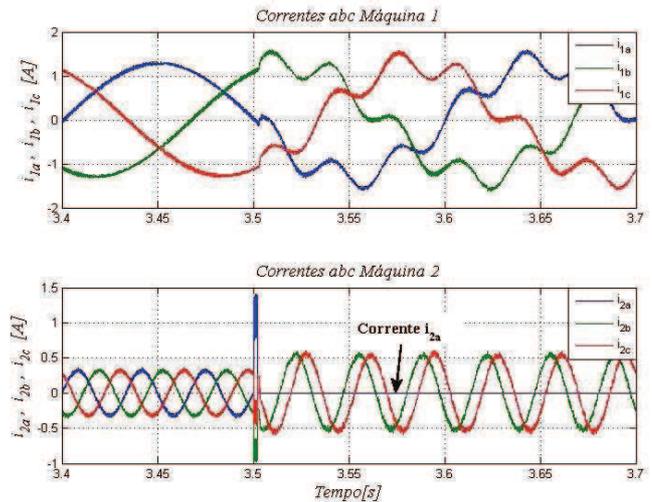


Fig. 8. Resultados de Simulação: Correntes nas fases a , b e c da Máquina 1 (5 Hz) e correntes nas fases a , b e c da Máquina 2 (30 Hz). Na condição de regime com carga nominal é detectada e compensada uma falha em um braço (Corrente i_{2a}) do inversor da Máquina 2 ($3,5\text{ s}$).

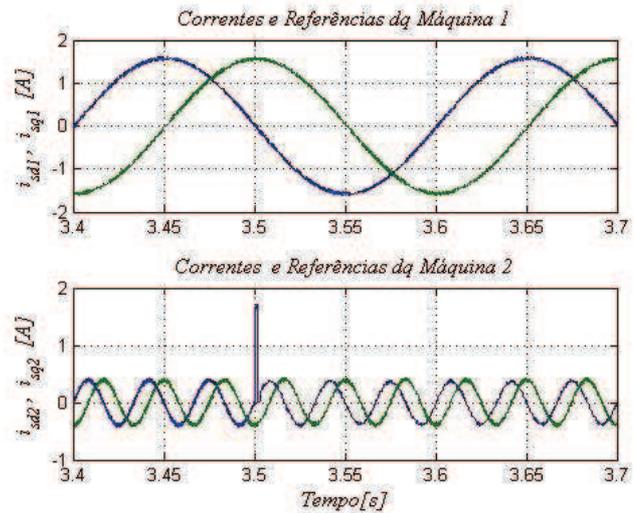


Fig. 9. Resultados de Simulação: Correntes e referências dq da Máquina 1 (5 Hz) e Máquina 2 (30 Hz). Na condição de regime com carga nominal é detectada e compensada uma falha em um dos braços do inversor da Máquina 2 ($3,5\text{ s}$).

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro à realização deste trabalho.

TABELA II

Dados de Placa e de Catálogo dos Motores

Variável	Motor 1	Motor 2
Potência Mecânica	0,55kW/0,75cv	0,37kW/0,5cv
Rotação	1680rpm	1700rpm
Fator de Serviço	1,15	1,15
Frequência Nominal	60 Hz	60 Hz
Categ. de Conjugado	N	N
Tensão Nominal	220/380 V	220/380 V
Corrente Nominal	2,78/1,61 A	1,92/1,11 A
Fator de Potência	0,72	0,71
Rendimento	72%	71%
Conjugado Nominal	3,2 N.m	2,1 N.m
Momento de Inércia	$9,6 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$	$7,9 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$

REFERÊNCIAS

- [1] F. Blaabjerg, S. Freysson, H. H. Hansen, e S. Hansen, "Comparison of a space-vector modulation strategy for a three phase standard and a component minimized voltage source inverter", in *Proc. EPE*, pp. 1806–1813, Sevilla- Spain, 1995.
- [2] H.W. Van der Broeck e J.D. Wan Wyk, "A comparative investigation of three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 20, no. 2, pp. 309-320, March/April 2005.
- [3] P. Enjeti e A. Rahman, "A new single phase to three phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives", in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 935–939, 1990.
- [4] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C. da Silva, e A. M. N. Lima, "Induction motor drive system for low-power applications", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 5, pp. 52–61, Jan./Feb. 1999.
- [5] C. B. Jacobina, O. I. da Silva, E. C. dos Santos Jr, e A. M. N. Lima, "Reduced switch count multi-motor drive systems". in *Proc. of IEMDC*, pp. 1858-1862, May 2005.
- [6] C.B. Jacobina, T.M. Oliveira, M.B.R. Corrêa, A.M.N. Lima e E.R.C. da Silva, "Component minimized drive systems for multi-machine applications", in *Proc. of IEEE PESC*, pp. 1445-1450, June 2002.
- [7] G.-T. Kim e T.A. Lipo, "VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count", in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2327 – 2332, 1995.
- [8] E. Ledezma, B. McGrath, A. Muoz, e T.A. Lipo, "Dual ac-drive system with a reduced switch count", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 5, pp. 1325–1333, Sep./Oct. 2001.
- [9] B.K. Lee, B. Fahimi, e M. Ehsani, "Overview of reduced parts converter topologies for ac motor drives", in *Proc. IEEE PESC*, vol. 4, pp. 2019–2024, June 2001.
- [10] C.-T. Pan e M.-C. Jiang, "Control and implementation of three phase voltage-double reversible ac to dc converter", in *Proc. IEEE PESC*, pp. 437–443, 1995.
- [11] E. C. dos Santos Jr, C. B. Jacobina, O. I. da Silva e A. M. N. Lima, "Two Motors Drive System Topologies with Five-Leg Inverter", in *IEEE VPPC*, 2010.
- [12] C. B. Jacobina, O. I. da Silva, E. C. dos Santos Jr., and A. M. N. Lima, "Dual ac drives with five-leg converter", in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1800–1806, 2005.
- [13] C. B. Jacobina, O. I. da Silva, E. C. dos Santos Jr., A. M. N. Lima, and I. S. de Freitas, "AC drive systems using five-leg converter and series connected machines", in *Proc. IEEE PESC*, pp. 2429–2435, 2005.
- [14] O. Wallmark, L. Harnefors e O. Carlson, "Control Algorithms for a Fault-Tolerant PMSM Drive", in *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 54, no. 4, August 2007.
- [15] D. Kastha e B. K. Bose, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor

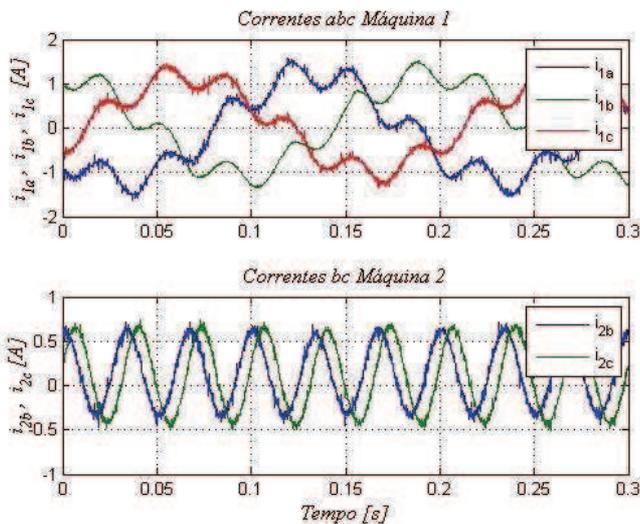


Fig. 10. Resultados Experimentais: Correntes nas fases a, b e c da Máquina 1 (5 Hz) e fases b e c da Máquina 2 (30 Hz). Com falha compensada em um dos braços do inversor da Máquina 2.

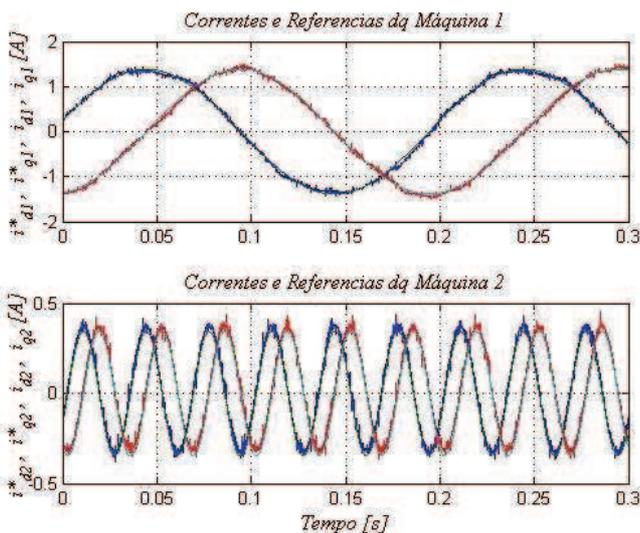


Fig. 11. Resultados Experimentais: Correntes e referências dq da Máquina 1 (5 Hz) e Máquina 2 (30 Hz). Com falha compensada em um dos braços do inversor da Máquina 2.

- drive”, *IEEE Trans. Ind. Applic.*, vol. 30, no. 4, pp. 1028-1038, July/Aug. 1994.
- [16] K. Debebe, V. Rajagopalan, e T. S. Sankar, "Expert systems for fault diagnosis of VSI fed AC drives," *Conf. Rec. IAS91*, pp. 368-373, 1991.
- [17] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger, e P. Thøgersen, "Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters: A review and a novel solution", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 1241-1253, Sept./Oct. 1997.
- [18] L. R. K. S. Smith e J. Penman, "Real-time detection of intermittent misfiring in a voltage-fed PWM inverter induction-motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 4, pp. 468-476, Aug. 1997.
- [19] A. M. S. Mendes e A. J. Marques, "Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives, by the average current park's vector approach," *Proc. IEEE IEMDC*, pp. 704-706, 1999.
- [20] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, e A. M. N. Lima, "Fault detection in voltage-fed PWM motor drive systems," in *Proc. IEEE PESC*, 2000, pp. 242-247.
- [21] D. Kastha e B. K. Bose, "On-line search based pulsating torque compensation of a fault mode single-phase variable frequency induction motor drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 4, pp. 802-811, July/Aug. 1995.
- [22] R. Spee e A. K. Wallace, "Remedial strategies for brushless DC drive failures", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 2, pp. 259-266, Mar./Apr. 1990.
- [23] D. Hadiouche, H. Razik, e A. Rezzoug, "On the design of dual-stator windings for safe VSI fed AC machine drives," *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 1123-1130, 2001.
- [24] S. Bolognani, M. Zordan, e M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of PMSM drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1134-1141, Oct. 2000.
- [25] T. H. Liu, J. R. Fu, e T. A. Lipo, "A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 5, pp. 910-918, Sept./Oct. 1993.
- [26] R. Peugeot, S. Courtine, and J. P. Rognon, "Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 6, pp. 1318-1326, Nov./Dec. 1998.
- [27] J.-R. Fu e T. Lipo, "A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive," in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 01, pp. 1015-1020, 1993.
- [28] G. J. Su and J. S. Hsu, "An integrated traction and compressor drive system for ev/hev applications," in *Proc. IEEE APEC*, 2005.
- [29] G.-J. Su and J. S. Hsu, "A five-leg inverter for driving a traction motor and a compressor motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, pp. 687-692, May 2006.
- [30] V. Blasko, "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, no. 3, pp. 756-764, May/June 1996.
- [31] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, e P. F. Seixas, "Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 351-359, May 2001.

DADOS BIOGRÁFICOS

Osglay Izídio da Silva, nasceu em São João do Meriti, Rio de Janeiro, Brasil, em 1965, é engenheiro eletricitista pela Escola Politécnica da Universidade de Pernambuco (2003) e o de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande (2006), atualmente é aluno do doutorado em engenharia elétrica desta instituição. Desde 1994 é professor efetivo do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Pernambuco, no Departamento Acadêmico de Eletroeletrônica e Sistemas de Informação - DASE. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência; Acionamento de Máquinas e Máquinas Elétricas.

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, nasceu em Picuí, Paraíba, Brasil, em 1979, é engenheiro eletricitista (2004) pela Universidade Federal de Campina Grande, mestre (2005) pela Universidade Federal de Campina Grande e doutor (2007) pela Universidade Federal de Campina Grande. Em 2006 participou do programa de doutorado sanduíche na Texas A&M University (Electric Machines & Power Electronics Laboratory), Texas, Estados Unidos. De 2006 a 2009 foi professor do Centro Federal de Educação Tecnológica da Paraíba, Unidade de Cajazeiras. Desde 2009 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência; Acionamento de Máquinas e Máquinas Elétricas. Desde 2011 é conselheiro do Ramo Estudantil IEEE – UFCG.

Cursino Brandão Jacobina, nasceu em Correntes, Pernambuco, em 1955, é engenheiro eletricitista (1978) pela Universidade Federal da Paraíba, mestre (1980) e doutor (1983) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France. De 1978 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de Potência; Acionamento de Máquinas Elétricas; Sistemas de Controle e Identificação de Sistemas.

Antonio Marcus Nogueira Lima, nasceu em Recife, Pernambuco, Brasil, em 1958. Obteve o Diploma de Engenheiro e de Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, Paraíba, Brasil em 1982 e 1985, respectivamente, e o Diploma de Doutor em Engenharia Elétrica em 1989 pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France. Trabalhou como Professor e Coordenador Técnico da Escola Técnica Redentorista, Campina Grande, Paraíba,

Brasil de 1977 a 1982 e foi Engenheiro de Projetos da Sul-América Philips, Recife, Pernambuco, Brasil, de 1982 a 1983. De 1983 a 2002 trabalhou no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba onde foi aprovado no Concurso para Professor Titular de Instrumentação Eletrônica em 1995. Trabalha desde abril de 2002 como Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Seus interesses de pesquisa são: Acionamentos Elétricos; Eletrônica de Potência; Instrumentação Eletrônica; Sistemas de Controle; Identificação de Sistemas e Sistemas Embarcados.