

# SISTEMA RETIFICADOR/INVERSOR COM CORRENTE PULSADA NO BARRAMENTO CC PARA ACIONAMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO

Edison R. C. da Silva

Lab. de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) - DEE/CCT/UFPB  
Caixa Postal 10.105/CCT, CEP 58.109-970 Campina Grande - Paraíba - Brasil  
FAX: Int+55+83-333-2480, E-mail: edison@dee.ufpb.br

**Abstract** - This paper presents a dc link notching current inverter (DCLNCI) with zero-current switching for a current source motor drive. Notches in the link current allow the front rectifier and inverter's switches to commute at zero current crossing and synchronize with a PWM strategy. Design considerations for the resonant elements and control strategies for having sinusoidal input/output voltages and currents are discussed. Simulation and experimental results corroborate theoretical analysis.

**Resumo** - Este trabalho apresenta um inversor a corrente pulsada no barramento CC (ICPBCC) para acionamento de motor de indução. A corrente pulsada no barramento permite às chaves do retificador de entrada e do inversor de saída uma comutação a corrente nula e sincronização com uma estratégia de Modulação de Largura de Pulsos (MLP) externa. O trabalho discute considerações de projeto para os elementos ressonantes e estratégias de controle para obtenção de corrente e tensão senoidais na entrada e saída do sistema. Resultados de simulação digital e experimentais confirmam os estudos teóricos.

## I. INTRODUÇÃO

O inversor fonte de corrente, IFC, convencional, tem sido utilizado com sucesso nos sistemas de acionamento de motores de indução porque os interruptores a disparo e bloqueio controlados permitem seu controle através de estratégias MLP [1]. Infelizmente, a maior parte desses inversores operam com comutação dissipativa. Como solução para este problema foi desenvolvido o conversor a corrente ressonante série no barramento CC com o objetivo de reduzir as perdas de chaveamento [2,3]. O chaveamento nesses conversores ocorre somente nos instantes em que a corrente de barramento passa por zero. Entretanto, esses conversores operam com frequência constante e não podem

ser sincronizados com estratégias MLP externas. Uma técnica alternativa utiliza um circuito auxiliar de comutação para desviar a corrente do barramento CC. Com esse objetivo, diferentes topologias foram apresentadas em [4]. Nessas topologias pulsos de corrente, com forma de onda quase quadrada, são produzidos no barramento CC. Isto permite uma comutação independente das pontes de entrada e saída, uma vez que o circuito auxiliar de comutação atua separadamente em relação a cada um delas. O circuito proposto em [5] possui características semelhantes aos mencionados em [4], embora as pontes de entrada e de saída não mais comutem independentemente. Entretanto, este circuito contém menos componentes do que os circuitos indicados em [4].

O conversor apresentado na Fig. 1 se assemelha àquele apresentado em [5] mas, diferentemente, pode ser modificado para se tornar menos dependente do valor da corrente do barramento CC e ter melhores características de operação. Embora algumas características do circuito proposto tenham sido mencionadas em [6], o autor não tem conhecimento da apresentação de sua análise detalhada na literatura especializada ou de sua aplicação no acionamento de um motor de indução. Uma transição ressonante dá origem a uma forma de onda de corrente quase-quadrada no barramento CC possibilitando que os interruptores do retificador de entrada e do inversor de saída comutem a corrente nula. Como consequência, as correntes de entrada e de saída do sistema podem ser controladas. Capacitores conectados nos terminais de saída CA tornam a operação do sistema menos dependente da carga. Finalmente, embora SCRs sejam indicados na Fig. 1, outros dispositivos, tais como BJTs, GTOs e IGBTs também podem ser utilizados.

## II. OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

O princípio de operação do circuito pode ser descrito com a ajuda do circuito equivalente indicado na Fig. 2. Pode-se notar que  $S_w$  na Fig. 2 é equivalente a quatro interruptores

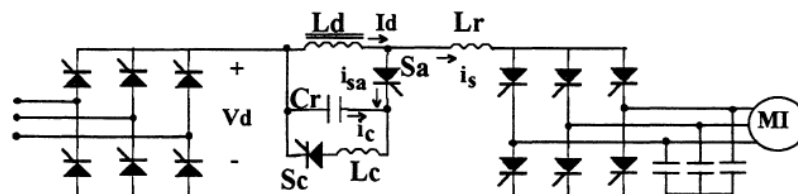


Fig. 1. Conversor CA/CA proposto

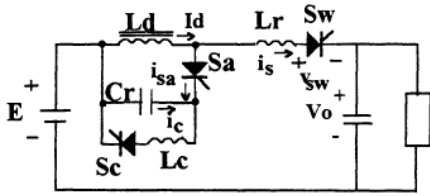


Fig. 2. Circuito simplificado para o conversor proposto

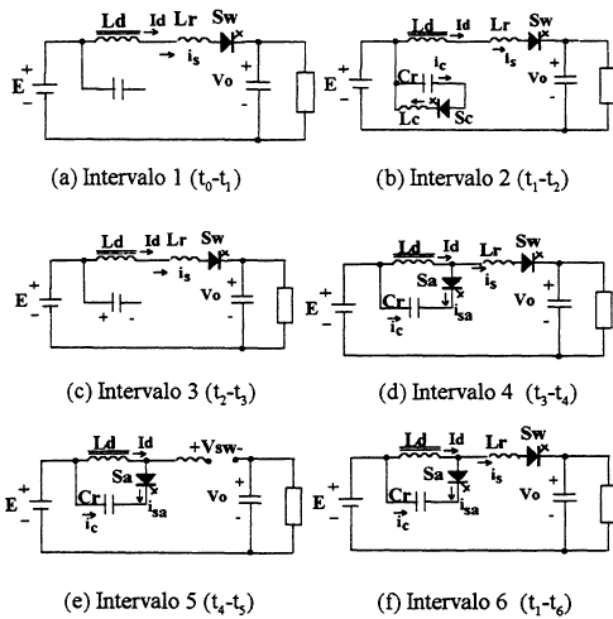


Fig. 3. Circuitos sequenciais equivalentes para a Fig. 2

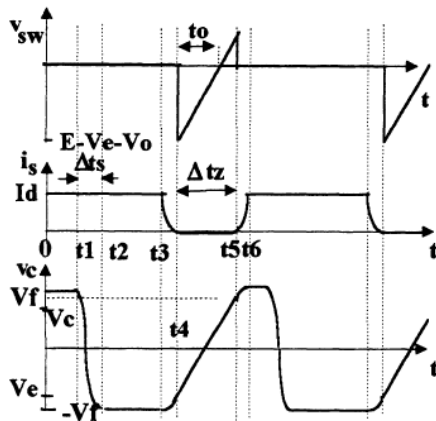


Fig. 4. Principais formas de onda para a Fig. 2.

em série (dois do retificador e dois do inversor).

Suponha-se que  $V_d > V_o$ . Nesse caso, a tensão de excitação é positiva, ou seja,  $V_p = V_d - V_o > 0$ . Por outro lado, embora  $V_d$  possa assumir qualquer valor entre  $0.866E$  e  $E$ , este último valor é utilizado para analisar a operação do circuito nas condições mais severas.  $E$  é o valor de pico da tensão entre linhas na entrada.

Existem seis intervalos de operação durante um ciclo completo de operação, como indicado na Fig. 3.

(a) Intervalo 1 ( $t_1-t_0$ ): Inicialmente, a corrente  $I_d$  flui

através de  $L_r$ ,  $S_w$  e carga e que a tensão no capacitor é  $V_f$ .

(b) Intervalo 2 ( $t_2-t_1$ ):  $S_c$  é disparado e ocorre uma ressonância entre  $C_r$  and  $L_c$ . A tensão  $v_c$  do capacitor oscila de  $+V_f$  a  $-V_f$  e as equações do intervalo são

$$i_c = -V_f \sin(\omega_c t) \quad (1)$$

$$i_{Lc} = \frac{V_f}{\omega_c L_c} \sin(\omega_c t) \quad (2)$$

$$v_c = V_f \cos(\omega_c t) \quad (3)$$

onde  $\omega_c = 1/\sqrt{L_c C}$ .

(c) Intervalo 3 ( $t_3-t_2$ ): O interruptor  $S_w$  continua conduzindo a corrente  $I_d$  enquanto  $v_c = -V_f$ .

(d) Intervalo 4 ( $t_4-t_3$ ): Quando o interruptor  $S_a$  é disparado, a corrente  $i_s$  é transferida suavemente do indutor  $L_r$  para o capacitor  $C_r$ . As equações que descrevem o funcionamento durante este intervalo são

$$i_c = \frac{V_f - V_p}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (4)$$

$$i_s = I_d - \frac{V_f - V_p}{Z_r} \sin(\omega_r t) \quad (5)$$

$$v_c = -V_p - (V_f - V_p) \cos(\omega_r t), \quad (6)$$

onde  $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ ,  $V_p = V_d - V_o$  e  $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ .

Deve-se notar que o interruptor auxiliar,  $S_a$ , só pode ser disparado se

$$V_f > V_p \quad (7)$$

Quando a corrente  $i_c$  atinge o valor  $I_d$ , a corrente  $i_s$  se anula e o intervalo de corrente nula (i.c.n.) começa. A tensão final do capacitor no final do intervalo é

$$v_c(t_4) = -V_e = -V_p - \sqrt{(V_f - V_p)^2 - (Z_r I_d)^2} \quad (8)$$

Da equação (5) pode-se dizer que  $i_s$  se anula somente se

$$V_f - V_p > Z_r I_d \quad (9)$$

(e) Intervalo 5 ( $t_5-t_4$ ):  $v_c$  carrega linearmente, as equações que descrevem o funcionamento durante este intervalo sendo

$$i_c = I_d \quad (10)$$

$$i_s = 0 \quad (11)$$

$$v_c = \frac{I_d}{C_r} t - V_p - \sqrt{(V_f - V_p)^2 - (Z_r I_d)^2} \quad (12)$$

Este intervalo é muito importante para uma operação estável do circuito. A tensão sobre  $S_w$  é

$$v_{sw} = \frac{I_d}{C_r} t - \sqrt{(V_f - V_p)^2 - (Z_r I_d)^2} \quad (13)$$

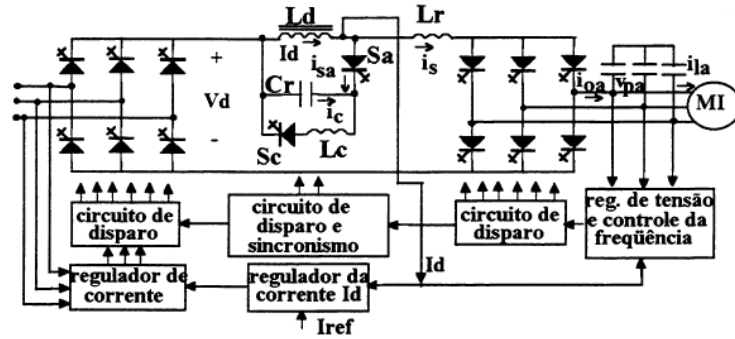


Fig. 5. Diagrama de controle para o sistema completo

e, portanto, o tempo de aplicação da tensão reversa (t.a.t.r.) é

$$t_o = \frac{C_r}{I_d} \sqrt{(V_f - V_p)^2 - (Z_r I_d)^2} > t_q \quad (14)$$

A tensão reversa aplicada nos terminais do tiristor garante seu bloqueio. Este intervalo termina quando a tensão no capacitor atinge um valor  $V_c$  desejado e  $S_w$  é disparado.

(f) Intervalo 6 ( $t_e - t_d$ ): A partir do instante em que  $v_{sw}$  se torna positiva, o tiristor  $S_w$  pode ser disparado. Entretanto, o disparo desse dispositivo é retardado até que a tensão do capacitor atinja um valor mínimo que garanta seu próximo bloqueio. O circuito de comando define o instante de disparo de  $S_w$ , após o que se inicia a transferência de corrente do circuito auxiliar de comutação para o circuito  $L_r - S_w$ -load. As equações que descrevem o intervalo são

$$i_c = -\frac{V_p + V_c}{Z_r} \sin(\omega_r t) + I_d \cos(\omega_r t) \quad (15)$$

$$i_s = I_d + \frac{V_p + V_c}{Z_r} \sin(\omega_r t) - I_d \cos(\omega_r t) \quad (16)$$

$$v_c = (V_p + V_c) \cos(\omega_r t) + Z_r I_d \sin(\omega_r t) - V_p \quad (17)$$

O valor da tensão do capacitor no final deste intervalo é  $V_f$ . É possível, então estabelecer-se uma relação entre  $V_f$  e  $V_c$ , ou seja,

$$V_f = \sqrt{(V_p + V_c)^2 + (Z_r I_d)^2} - V_p \quad (18)$$

Portanto, a equação (9) se torna

$$\sqrt{(V_p + V_c)^2 + (Z_r I_d)^2} - V_p > Z_r I_d \quad (19)$$

A substituição de (18) em (1) e (14) resulta em equações escritas em termos de  $V_c$ . Já a manipulação matemática de (14) e (18) determina  $V_c$  em função de  $I_d t_q / C_r$ , ou seja,

$$V_c = \sqrt{\left[ 2V_p + \sqrt{\left(\frac{I_d t_q}{C_r}\right)^2 + (Z_r I_d)^2} \right]^2 - (Z_r I_d)^2} - V_p \quad (20)$$

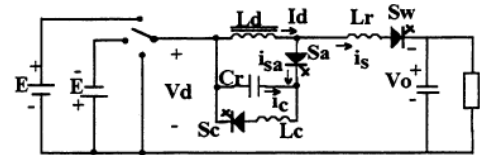


Fig. 6. Controle de entrada do circuito simplificado

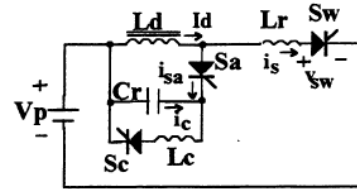


Fig. 7. Circuito simplificado para a tensão de excitação

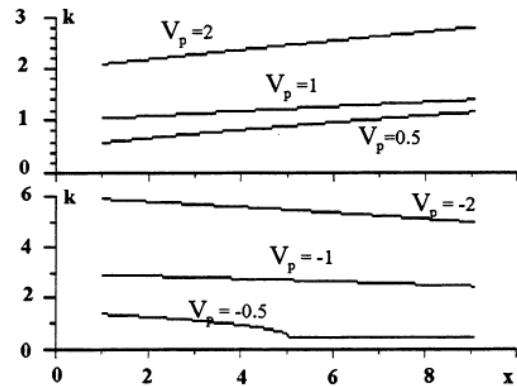


Fig. 8. Valor mínimo de  $k$  que satisfaz a equação (19) para diferentes níveis de excitação,  $V_p$ .

### III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Ambos, retificador e inversor, necessitam controle MLP para produzir formas de onda senoidais de tensão e corrente na entrada e saída do sistema. De sua parte, o inversor necessita de controle de frequência e ângulo de fase correspondentes à velocidade do motor, enquanto o retificador necessita sincronização com a rede CA, assim como regulação da corrente  $I_d$ . A realização dessas tarefas

pode ser obtida através do sistema de controle geral apresentado na Fig. 5. Por outro lado, existem excelentes técnicas para a geração de pulsos MLP para inversores fonte de corrente. Entretanto, uma técnica de sincronismo ("tracking") é usada para regular  $I_d$ , juntamente com um controle para produzir correntes e tensões senoidais na entrada e na saída do sistema. A Fig. 6 mostra as possibilidades para controle de  $I_d$  através do retificador. O disparo adequado dos interruptores do retificador permite regular  $I_d$  com uma estratégia +E/-E ( $V_d=+E$  e  $V_d=-E$ ) ou com uma estratégia +E/0/-E/0/+E ( $V_d=+E$ ,  $V_d=-E$  e operação em roda livre, representada por  $V_d=0$ ) [7]. Essas possibilidades permitem, também, o controle do fator de potência de entrada e o controle da tensão de saída do inversor.

Um outro circuito equivalente simplificado inclui a tensão de excitação  $V_p=V_dV_o$ , como mostra a Fig. 7. Existem três possibilidades de valores de tensão de excitação, ou seja,  $V_p=V_dV_o>0$ ,  $V_p=V_dV_o<0$  e  $V_p=V_dV_o=0$ . Este último caso,  $V_p=0$ , ocorre para  $V_d=V_o$ , assim como para um curto-circuito em ambos conversores, de entrada e saída, ou seja,  $V_d=V_o=0$ . Cada uma dessas possibilidades impõe diferentes valores máximos de tensão sobre os interruptores.

Considere-se os valores 0.5, 1.0 ou 2.0 para  $V_o>0$  e -0.5, -1.0 ou -2.0 para  $V_o<0$  na equação (19). Os valores 0.5 e -0.5 representam uma situação intermediária para os valores de excitação  $V_p=V_dV_o>0$  and  $V_p=-V_d+V_o<0$ . Considere-se, também, as bases de normalização  $V_c=kV_d$  e  $x=Z_rI_d/V_d$ . A figura 8 mostra o gráfico para os valores mínimos de  $k$  vs  $x$ , necessários para satisfazer (19). Pode-se ver que o caso  $V_p=-2$  impõe o estresse mais severo. Situações deste tipo podem, entretanto, ser evitadas com a introdução de um modo de roda-livre no retificador de entrada ( $V_d=0$ ) ou no inversor de saída ( $V_o=0$ ), ou em ambos ( $V_d=V_o=0$ ).

#### IV. PROCEDIMENTO DE PROJETO

Alguns aspectos operacionais devem ser observados no projeto do circuito:

- uma redução no intervalo de corrente nula,  $\Delta t_c$ , aumenta a frequência de operação e evita um valor elevado de  $V_c$ ,
- a reversão de polaridade do capacitor impõe o tempo mínimo de condução para o interruptor  $S_w$ ,
- o tempo total de comutação,  $t_c$ , determina a frequência máxima de operação,
- a energia  $W$  no capacitor de comutação garante o sucesso da comutação,
- os valores máximos de tensão e corrente aplicados aos componentes devem ser os menores possíveis.

As equações normalizadas para cálculo da capacitância,  $C$ , indutância,  $L_r$ , energia,  $W$ , e tempo de aplicação de tensão reversa,  $t_r$ , em função de  $x=wL_rI_d/V_d$ ,  $C_N=V_c t_c I_d / \Delta$ ,  $L_N=I_d \Delta V_c$ , e  $T_o=C I_d / V_c$ , são

$$\frac{C_r}{C_N} = \frac{1}{\sqrt{\left[ \sqrt{\left(\frac{V_p}{V_d} + k\right)^2 + x^2} - 2\left(\frac{V_p}{V_d}\right) \right]^2 - x^2}}, \quad (21)$$

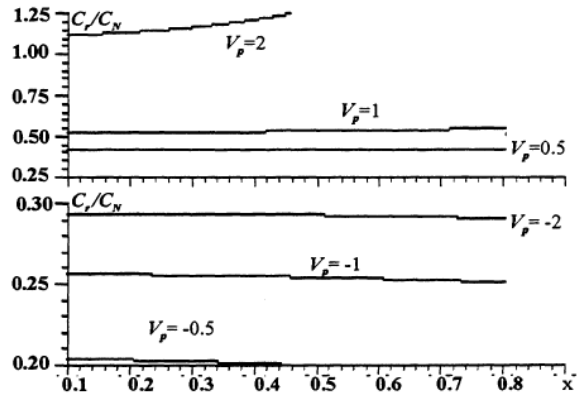


Fig. 9. Capacitância normalizada versus  $x$  para diferentes  $V_p$ .

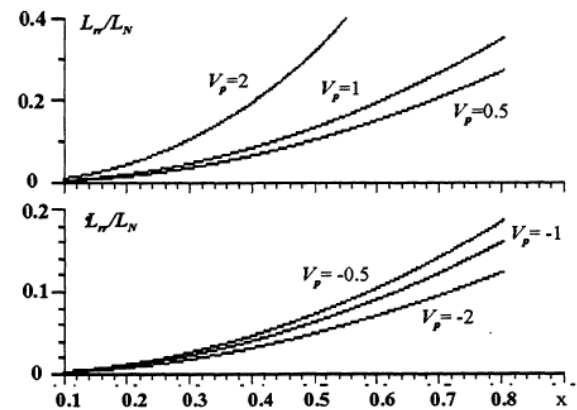


Fig. 10. Indutância normalizada versus  $x$  para diferentes  $V_p$ .

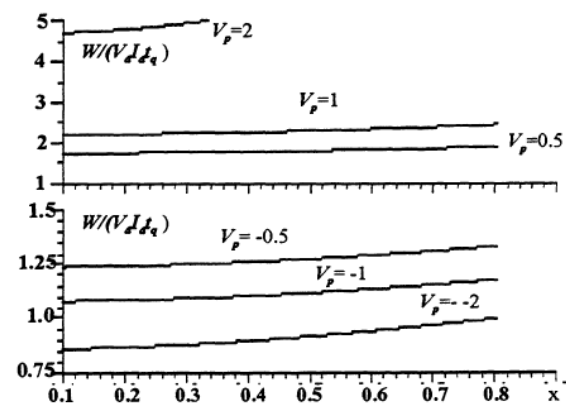


Fig. 11. Energia normalizada versus  $x$  para diferentes  $V_p$ .

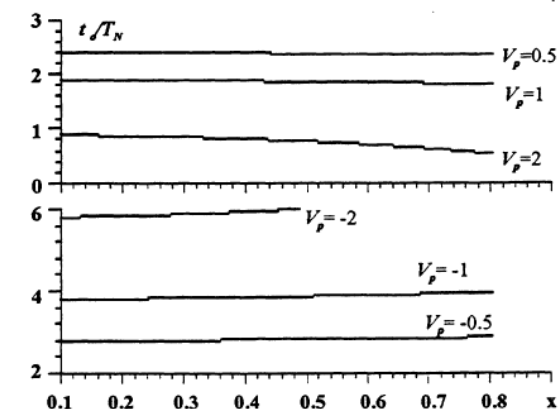


Fig. 12. Tempo reverso normalizado versus  $x$  para diferentes  $V_p$ .

$$\frac{L_r}{L_N} = \frac{x^2}{\sqrt{[\sqrt{(\frac{V_p}{V_d} + k)^2 + x^2} - 2(\frac{V_p}{V_d})]^2 - x^2}} \quad (22)$$

$$\frac{W}{V_d I_d t_q} = \frac{[\sqrt{(\frac{V_p}{V_d} + k)^2 + x^2} - (\frac{V_p}{V_d})]^2}{2 \sqrt{[\sqrt{(\frac{V_p}{V_d} + k)^2 + x^2} - 2(\frac{V_p}{V_d})]^2 - x^2}} \quad (23)$$

$$\frac{t_o}{T_N} = \sqrt{[\sqrt{(\frac{V_p}{V_d} + k)^2 + x^2} - 2(\frac{V_p}{V_d})]^2 - x^2} \quad (24)$$

onde  $t_q$  é o tempo de bloqueio do tiristor.

As figuras 9 a 12 mostram as curvas normalizadas desses parâmetros para  $k=2.9$  e diferentes valores positivos e negativos de  $V_p$ . Note-se que o valor da capacitância para o caso em que  $V_p=2$  garante uma operação segura para todos os casos. Entretanto, os casos em que  $V_p > 1$  podem ser evitados através de curto circuito da tensão de saída do inversor. A capacitância pode, então, ser calculada para o caso  $V_p = 1$ .

O exame da Fig. 9 à Fig. 12 indica que, de modo geral, os valores da energia e da indutância diminuem com a redução de  $x$ . Diferentemente, em alguns casos, a capacitância e o tempo de aplicação de tensão reversa aumentam com a redução de  $x$ . Certamente, o valor de  $k$  impõe a restrição mais importante. A figura 8 mostra que um aumento em  $x$  reduz o estresse de tensão nos dispositivos para a as condições mais severas. Portanto, um valor de  $x$  entre 0.4 and 0.5 parece ser um bom compromisso para uma operação adequada do circuito.

## V. TOPOLOGIAS MODIFICADAS

As modificações introduzidas na Fig. 13 tornam a comutação menos dependente da amplitude da corrente  $I_d$  no barramento CC e reduz o intervalo de corrente nula,  $Dt_x$ . Neste caso um novo intervalo ocorre entre os intervalos 4 e 5 da Fig. 3. O circuito equivalente para esse novo intervalo é indicado na Fig. 13 (b). Entretanto, o interruptor  $S_b$  pode ser substituído por um diodo, com uma consequente redução no número de interruptores, como indicado na Fig. 14. A reversão da polaridade da tensão nos terminais do capacitor, através de  $S_b$  ou  $D_b$ , necessária para provocar a anulação da corrente no barramento, pelo disparo de  $S_a$ , pode ser eliminada através da ponte indicada na Fig. 15. Isto permite ao circuito operar em frequências mais elevadas.

## VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Resultados de simulação confirmam parte da análise teórica da operação do inversor com corrente pulsada no barramento CC. A Fig. 16 mostra resultados simulados por computador no caso em que o inversor alimenta um motor de indução (corrente de fase,  $i_{fa}$ , tensão de fase  $v_{fa}$  e corrente

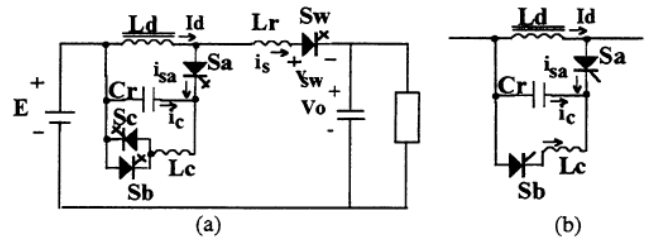


Fig. 13. (a) Circuito modificado para melhoria de operação. (b) Novo circuito sequencial equivalente

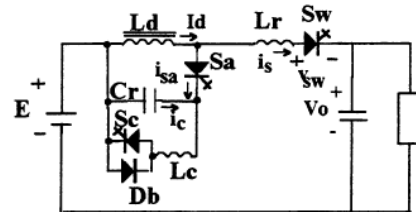


Fig. 14. Uma alternativa para o circuito da Fig. 13(a)

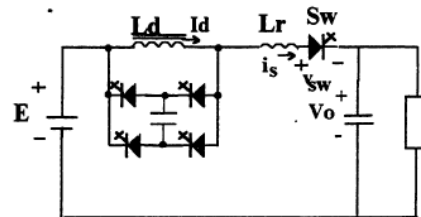


Fig. 15. Circuito modificado para operação a frequência mais elevada

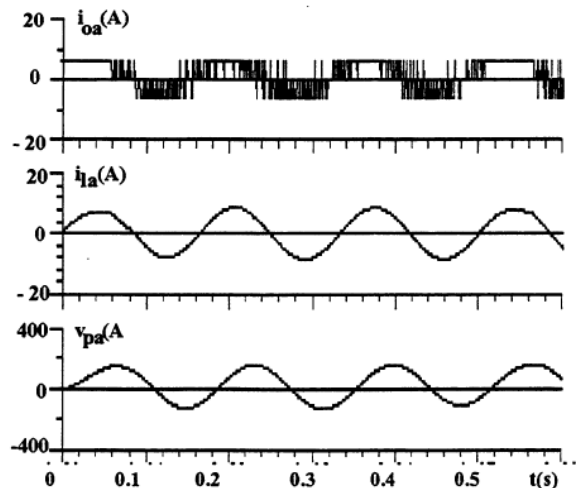
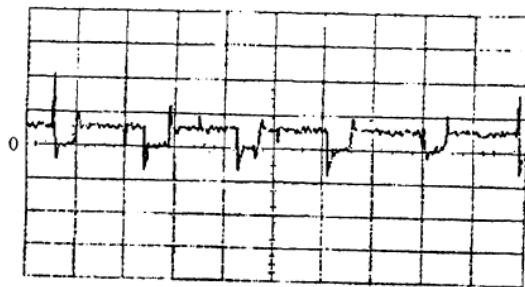


Fig. 16. Resultados de simulação para a saída do inversor alimentando um motor de indução

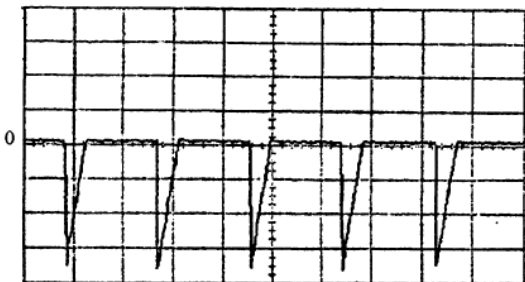
de estator  $i_{fa}$ ). Para a obtenção desses resultados foi utilizada uma estratégia de controle +E/-E. A Fig. 17 mostra, por sua vez, a corrente de barramento CC,  $i_s$ , experimental, para o protótipo do circuito simplificado da Fig. 2, sem capacitor na saída. Com uma tensão de alimentação de 100 V e uma corrente de carga de 4,5 A, o circuito operou a 3 kHz com SCRs de 15  $\mu$ s de tempo de bloqueio. Nesse caso, a

$f_{sp}$  stopped



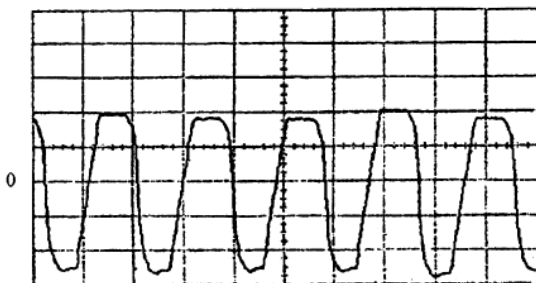
(a) Corrente no barramento CC,  $i_s$ . Vertical: 5 A/div

$f_{sp}$  stopped



(b) Tensão sobre o interruptor principal,  $v_{sw}$ . Vertical: 50 V/div

$f_{sp}$  stopped



(c) Tensão sobre o capacitor,  $v_c$ . Vertical: 50 V/div

Fig. 17. Resultados experimentais para o circuito da Fig. 2  
Horizontal: 200  $\mu$ s/div

comutação do conversor é garantida mesmo que não haja retardo no disparo de  $S_w$ .

## VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou um inversor com corrente pulsada no barramento CC. Os pulsos de corrente de forma de onda quase quadrada, obtidos com o auxílio de um circuito auxiliar, possuem uma largura variável. Como resultado, os interruptores do conversor chaveiam a corrente nula. Para tanto, apenas duas chaves adicionais são introduzidas em relação à versão do inversor fonte de corrente convencional a GTO. Devido ao chaveamento a corrente nula, SCR's podem ser utilizados na implementação do circuito. Entretanto, o uso de dispositivos auto-comandados mais rápidos, como o GTO e o IGBT modificados, permitem um limite mais elevado de frequência de operação do conversor. Resultados simulados do sistema completo e resultados

experimentais de um circuito simplificado do conversor proposto corroboraram os estudos teóricos desenvolvidos.

## AGRADECIMENTOS

O autor agradece ao Conselho Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico (CNPq) seu apoio financeiro a este projeto.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B.K. Bose, "Adjustable speed ac drives - A technology status review", Proc. of IEEE, Vol. 70, N. 2, pp. 116-135, 1982.
- [2] Y. Murai and T.A. Lipo, "High frequency series resonant dc link power conversion", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, pp. 772-779, 1988, .
- [3] P. Caldeira, "High frequency series resonant dc link power conversion system", Ph.D. thesis, 1990, University of Wisconsin-Madison
- [4] G. Ledwich, E.R. da Silva, and T.A. Lipo, "Soft switched notching current source inverters", PESC92 Proceedings.
- [5] H. Nakamura, Y. Murai, and T.A. Lipo, "Quasi current resonant dc link ac/ac converter" IEEE-IAS Annual Meeting Record, 1994, pp. 443-447.
- [6] E.R. da Silva, "Notching current source AC/AC converters for soft switched PWM", IEEE IAS Annual Meeting Record, 1994.
- [7] E.R. da Silva, G. Ledwich, M. Aydemir, and T. Lipo, "Pulse width series resonant converter", IEEE IAS Annual Meeting Record, 1992, pp. 744-749.

## DADOS BIBLIOGRÁFICOS

**Edison Roberto Cabral da Silva**, nasceu em Pelotas, Rio Grande do Sul, em 02 de dezembro de 1942. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Escola Politécnica de Pernambuco em 1965. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio de Janeiro (COPPE) em 1968 e o título de Doutor em Engenharia pela Universidade Paul Sabatier de Toulouse em 1972. Desde 1967, pertence ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, onde é professor titular e coordenador do Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas, LEIAM. Foi professor visitante na Universidade de Wisconsin-Madison no período de outubro de 1990 a outubro de 1991. Seus principais interesses de pesquisa são conversores estáticos e acionamento de máquinas. É sócio da SOBRAEP, SBA, IEEE, PELS e IAS.