

CONVERSOR CC-CA DE ALTA FREQUÊNCIA UTILIZANDO INVERSORES RESSONANTES COM COMUTAÇÃO SEQUENCIAL

José Diaz-Amado¹, Jean P. Dubut², Andrés O. Salazar³, Alberto S. Lock³, Glauco G. C. Maniçoba³, Ricardo F. Pinheiro Filho³.

¹Instituto Federal da Bahia – COEEL – Vitória da Conquista/BA, Brasil

²Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – Natal/RN, Brasil

³Universidade Federal do Rio Grande do Norte – Natal/RN, Brasil

e-mails: sportingjada1@hotmail.com, jpdubut@gmail.com, andres@dca.ufrn.br, aslock@dca.ufrn.br, glaucogeorge@yahoo.com.br, ricardo.pinheiro@ifrn.edu.br

Resumo - Este trabalho apresenta um conversor série ressonante de alta frequência CC-CA (CSR), utilizando IGBTs comutados por zero de tensão (ZVS). O conversor CC-CA é composto por quatro módulos inversores em ponte “H” conectados em paralelo, alimentando um circuito ressonante. Cada módulo inversor opera na frequência de 100 kHz, sendo que, comutados sequencialmente, levam a estrutura a operar globalmente na frequência de 400 kHz. Para sincronizar a frequência do CSR a uma frequência próxima à frequência natural de ressonância do circuito é utilizado um sistema PLL. Os princípios de operação de sincronismo, assim como os resultados experimentais, são apresentados para validar as técnicas propostas.

Palavras-Chave – Comutação Suave, Conversor Ressonante, Fonte RF, PLL; ZVS;

A HIGH-FREQUENCY RESONANT DC/AC CONVERTER USING SEQUENTIAL COMMUTATED INVERTERS

Abstract – This paper shows a high-frequency DC-AC Converter Series-Resonant (CSR), using IGBTs and Zero voltage Switching (ZVS). DC-AC Converter is composed of four full-bridge parallel inverters, feeding a tank resonant circuit. These inverter modules operate at 100 kHz each, commutating sequentially to give a final 400 kHz output frequency. To synchronize the CSR converter to the natural frequency of the resonant circuit tank, a PLL is used. Synchronism operation principles, as well as experimental results are depicted to validate the proposed technique.

Keywords - Soft Switching, Resonant Converter, RF Power Supply, PLL, ZVS.

NOMENCLATURA

ω_o	Frequência angular.
f_o	Frequência ressonante natural da carga.

Artigo submetido em 23/07/2012. Revisado em 14/11/2012. Aceito para publicação em 03/12/2012 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

f_s	Frequência de comutação.
L_o	Indutância ressonante.
I_o'	Corrente de saída.
I_o	Corrente eficaz de saída.
V_{in}	Tensão pico na entrada do transformador.
V_o	Tensão eficaz de saída.
C_o	Capacitância ressonante.
R_o	Resistência de carga.
P_o	Potência eficaz.
Z_o	Impedância característica do par ressonante.
I_{c_igbt}	Corrente do IGBT.

I. INTRODUÇÃO

A necessidade de operar dispositivos em altas potências e frequências cria uma dificuldade adicional no projeto de conversores de energia, uma vez que, mesmo com os novos avanços tecnológicos, existem limitações no desempenho dos dispositivos semicondutores [1].

O método ora empregado para contornar estas limitações é focado na comutação suave por zero de tensão e na comutação sequencial dos módulos inversores em paralelo. Cada módulo funciona em uma fração do período de operação, permitindo a redução da frequência de comutação e as perdas em cada módulo. O emprego desta técnica permite, assim, obter uma frequência de saída elevada sem grande aumento das perdas globais. Para garantir o sucesso deste método, foi estudado e implementado um circuito de sincronismo baseado em um sistema PLL, empregado para viabilizar a aplicação da técnica de comutação ZVS [2].

Esta técnica foi inicialmente proposta visando a substituição de dispositivos MOSFETs por IGBTs em aplicações de inversores de alta potência e alta frequência. Isto se deve ao fato de que, por construção, a maioria dos MOSFETs não suporta tensões superiores a 300 V [3].

O presente trabalho foi desenvolvido para a excitação e o controle de um atuador por acoplamento magnético [4], que será simulado por um indutor de iguais características.

II. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

A Figura 1 apresenta um diagrama de blocos simplificado do inversor ressonante, junto às unidades de sincronismo do sistema. Um conversor CA-CC tipo “boost”, que opera como pré-regulador de fator de potência (PFC), fornece uma tensão de 500 a 800 Vcc com corrente de 75 A, a partir de uma rede trifásica CA de 380 V e 60 Hz [5].

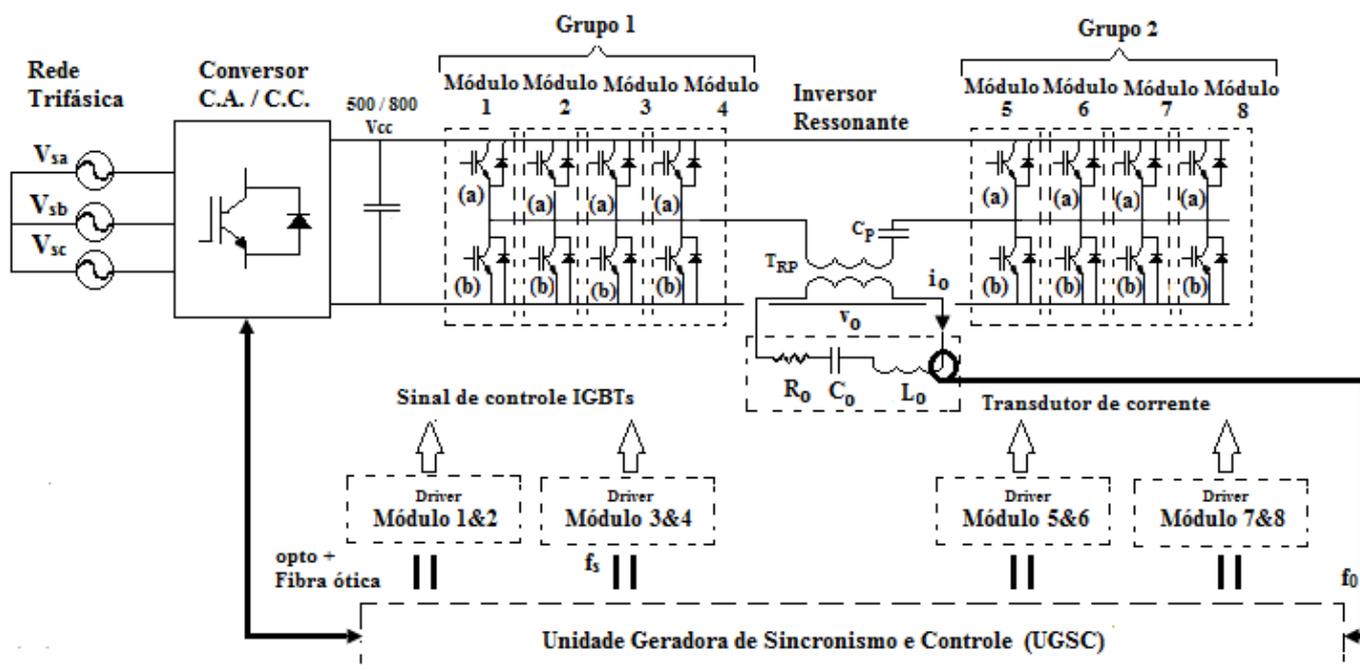


Fig.1. Diagrama simplificado do sistema da fonte de RF.

O barramento CC alimenta quatro módulos em ponte H, ligados em paralelo, operando no modo ZVS. Os módulos excitam a carga por meio de um transformador de alta frequência T_{RF} , em série com o capacitor de acoplamento C_p .

Cada módulo foi projetado para operar a uma frequência superior a 100 kHz permitindo, com a aplicação da técnica de comutação sequencial, a obtenção de uma frequência de saída de 400~500 kHz.

Cada braço do inversor é formado por dois IGBTs SKM200GB125D, de tipo ultrarrápido. Cada IGBT suporta uma tensão de 1200 V e uma corrente de pico de aproximadamente 350 A, por curtos períodos de tempo.

A Unidade Geradora de Sincronismo e Controle (UGSC) mantém estáveis as condições de operação, rastreando as variações de carga. Ela consiste, basicamente, do circuito PLL, alguns sensores de corrente, detectores de cruzamento por zero, e um compensador avanço-atraso (ver seção V).

O capacitor e a indutância ressonante, junto com a resistência refletida da carga, formam o circuito ressonante série. A frequência de comutação f_s dos IGBTs é determinada em função da frequência de ressonância natural f_o da carga [6], [7].

III. ANÁLISE MATEMÁTICA DA ESTRUTURA

Para a formação do par ressonante, são conectados capacitores e indutores (próprio aplicador magnético) em série com os terminais comuns de saída do conjunto utilizando.

O par ressonante determina além da frequência de ressonância do sistema, a sua impedância característica. Assim sendo, o valor da capacitância ressonante será fixado de modo a se obter a frequência desejada.

$$\omega_o = 2\pi f_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad (1)$$

$$z_o = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \quad (2)$$

O transformador de alta frequência é construído sobre um núcleo de ferrite, com enrolamentos constituídos por placas de circuito impresso empilhadas e imersas em óleo isolante. Este transformador tem por finalidade adaptar a impedância da carga ao inversor ressonante, bem como isolar galvanicamente, da rede de energia elétrica, o aplicador magnético [8].

O controle da potência transmitida à carga pelo conversor deve levar em conta diversos fatores. Dentre eles: a tensão aplicada ao par ressonante, derivada da tensão de entrada no barramento contínuo, em função da relação de transformação utilizada; a relação entre as frequências de ressonância e de comutação do sistema; e a resistência apresentada pelo aplicador magnético, além da impedância característica encontrada no par ressonante empregado. Todos esses fatores, discutidos em [9], são levados em conta no projeto do conversor, na determinação da sua faixa de operação mais apropriada, bem como na elaboração da técnica de controle utilizada.

Para proceder à análise do inversor é necessário obter a sua característica de saída, relacionando a corrente eficaz de saída, normalizada pelos demais parâmetros do circuito, à resistência de carga referida ao inversor e à impedância característica do par ressonante, como apresentado em (3) e na Figura 2.

$$\bar{I}_o = I_o \frac{\pi\sqrt{2}}{4V_o} = \frac{1}{R_o \sqrt{1 + \left[\frac{Z_o}{R_o} \left(\frac{\mu_f^2 - 1}{\mu_f} \right) \right]^2}} \quad (3)$$

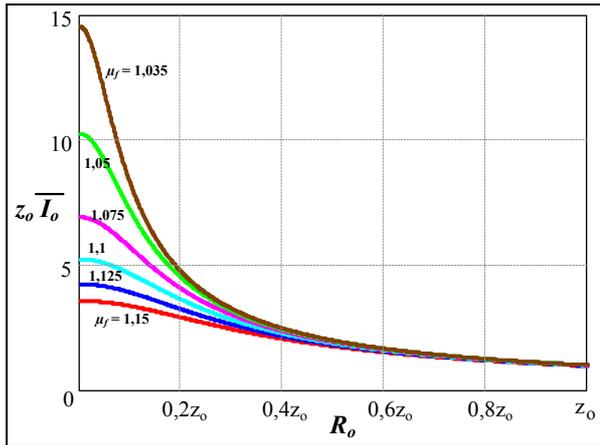


Fig. 2. Característica de saída $I_o \times R_o$.

Com a relação entre as frequências de comutação e ressonância sendo dada por:

$$\mu_f = \frac{f_s}{f_o} \quad (4)$$

A partir da expressão (3) obtém-se a característica de potência de saída do sistema, apresentada nas curvas da Figura 3, estas resultantes da expressão dada em (5). Da interpretação dessa característica externa se observa a influência de cada um dos parâmetros do circuito do conversor CC/CA.

$$\overline{P}_o = \overline{I}_o^2 R_o = \frac{1}{R_o \left(1 + \left[\frac{Z_o}{R_o} \left(\frac{\mu_f^2 - 1}{\mu_f} \right) \right]^2 \right)} \quad (5)$$

A partir das curvas apresentadas na Figura 3, pode-se perceber a influência que a frequência de comutação e a impedância característica do par ressonante exercem sobre a potência entregue à carga.

Outra característica que precisa ser observada com atenção é o controle da defasagem entre a corrente na carga e a tensão aplicada pelo conversor (Figura 4). A expressão que determina o ângulo entre ambas as grandezas, em função dos parâmetros do conversor, é dada por (6).

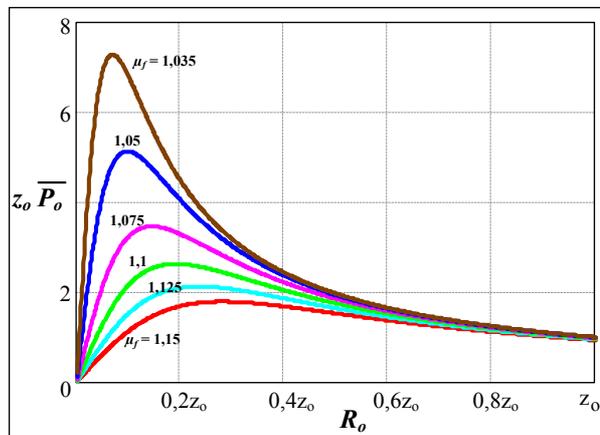


Fig. 3. Característica de carga do inversor série-ressonante.

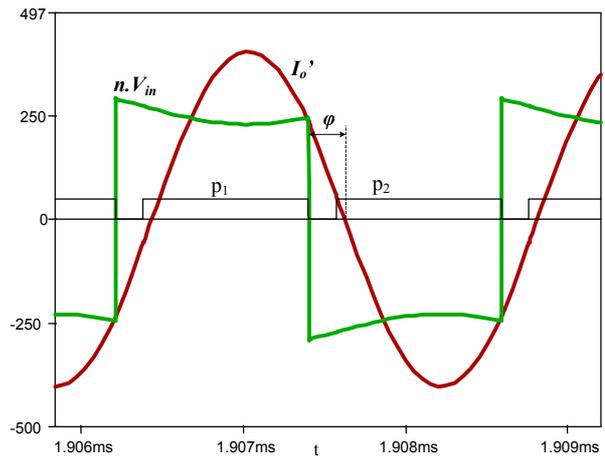


Fig. 4. Ângulo de defasagem entre a tensão aplicada ao transformador e a corrente ressonante.

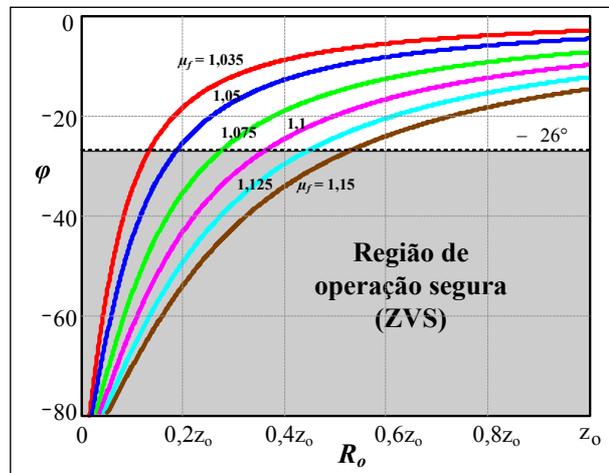


Fig. 5. Ângulo de defasagem entre tensão e corrente, em função da resistência de carga.

$$\phi = \text{fase} \left\{ \frac{j\mu_f \frac{1}{Z_o}}{1 + j\mu_f \frac{R_o}{Z_o} - \mu_f^2} \right\} \quad (6)$$

A Figura 5 representa o comportamento dessa defasagem em função das variações de carga e da relação μ_f . A região de operação com comutação suave é obtida abaixo da reta de -26° , valor mínimo aproximado de defasagem (para o circuito analisado, considerando-se um par-ressonante com frequência de 410 kHz e um tempo-morto especificado de 150 ns) [2].

Existe um compromisso entre todos os parâmetros de projeto a serem determinados para garantir uma operação segura e eficiente do conversor. A começar pela caracterização da resistência referida do aplicador indutivo.

Obtida a frequência de ressonância apropriada, têm-se o ângulo mínimo de defasagem que deve ser obedecido para que o tempo-morto dos IGBTs seja respeitado. O controle desse ângulo, a partir da variação da razão μ_f , é realizado por meio de um sistema PLL, o qual interfere diretamente na

potência transferida à carga, o que requer a especificação de um valor mínimo para esta relação.

A frequência de comutação adotada deve garantir a operação do conversor de modo que não implique no risco de fazê-lo atravessar a faixa de operação segura (ZVS). Este é, portanto, o primeiro parâmetro a ser definido para que se possa determinar a relação de transformação e seguir com o projeto de todo o sistema. Desta forma, assegura-se que o sistema será capaz de alcançar a potência desejada.

IV. COMUTAÇÃO SEQUENCIAL DOS CONVERSORES DE POTÊNCIA

A operação de dispositivos semicondutores fornecendo elevados níveis de corrente implica, invariavelmente, em elevadas perdas, associadas à interrupção do fluxo de energia no momento de comutação dos IGBTs. Este fenômeno exige, então, o emprego de dispositivos mais robustos.

A fim de aumentar os níveis de corrente aplicado à carga, um método comumente adotado é a configuração em paralelo, ou seja, alguns módulos de potência são colocados em paralelo, distribuindo a corrente entre vários dispositivos e elevando a capacidade de fornecimento de energia do sistema. Entretanto, em frequências mais elevadas, a maior quantidade de comutações implica em aumento das perdas por chaveamento dos IGBTs. Assim, apesar desse método diminuir a corrente drenada por cada módulo em paralelo, está limitado pelas perdas associadas à operação em alta frequência [3], [10].

O presente trabalho utiliza o conceito de comutação sequencial de conversores para aumentar a frequência nominal na carga e diminuir as perdas do sistema através da redução efetiva da frequência de operação dos IGBTs de cada um dos módulos, em paralelo [11], [12].

Para explicar melhor a técnica descrita, considera-se “g” como sendo o número de inversores, com características idênticas (Figura 6). Cada inversor conduz corrente durante $1/g$ vezes de seu período de tempo, mas com um deslocamento de fase também de $1/g$ de seu período. Quando os pulsos de tensão fornecidos por cada um destes conversores são somados, a onda de tensão resultante sobre a carga tem $1/g$ do seu período inicial. Isto é, g vezes a sua frequência original.

Assim, em geral, a comutação sequencial de g módulos conversores operando a uma frequência f_s , engendra na carga uma corrente sinusoidal de frequência gf_s . Isto pode ser observado na Figura 6, em que a corrente $i_{io}(t)$ do primeiro módulo inversor, pode ser expressa como:

$$i_{io}(t) = a_1(t)i_o(t) \quad (7)$$

$$a_1(t) = \begin{cases} A, & 0 < t < \frac{T}{g} \\ 0, & t > \frac{T}{g} \end{cases} \quad (8)$$

$$i_o(t) = B \sin(g\omega t) \quad (9)$$

Onde $i_o(t)$ é a corrente de saída, $B\sqrt{2}I_o$, enquanto $a_1(t)$ é uma onda quadrada de ciclo de trabalho de T/g . A função $a_k(t)$, com $(k=1,2,\dots,g)$ pode ser escrita como:

$$a_k(t) = \begin{cases} A, & (k-1)\frac{T}{g} < t < k\frac{T}{g} \\ 0, & \text{qualquer outro caso} \end{cases} \quad (10)$$

Por exemplo, para $k=3$, $a_k(t)$ é igual a “A”, entre $2T/g$ e $3T/g$ (Figura 6). Assim, a corrente $i_{ko}(t)$ no k -ésimo inversor é dada por:

$$i_{ko}(t) = a_k(t)i_o(t) \quad (11)$$

Em consequência, as equações (10) e (11) podem ser vistas como a descrição de uma onda quadrada de período T e ciclo útil T/g . Assim, pode se ver que é uma generalização das equações (7) e (8). Por outro lado, usando séries de Fourier, $a_1(t)$ pode ser expressa como:

$$a_1(t) = \frac{A}{g} + \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{2n\pi}{g}\right) \cos(nt) + \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{2}{n\pi} \left[1 - \cos\left(\frac{2n\pi}{g}\right)\right] \sin(nt) \quad (12)$$

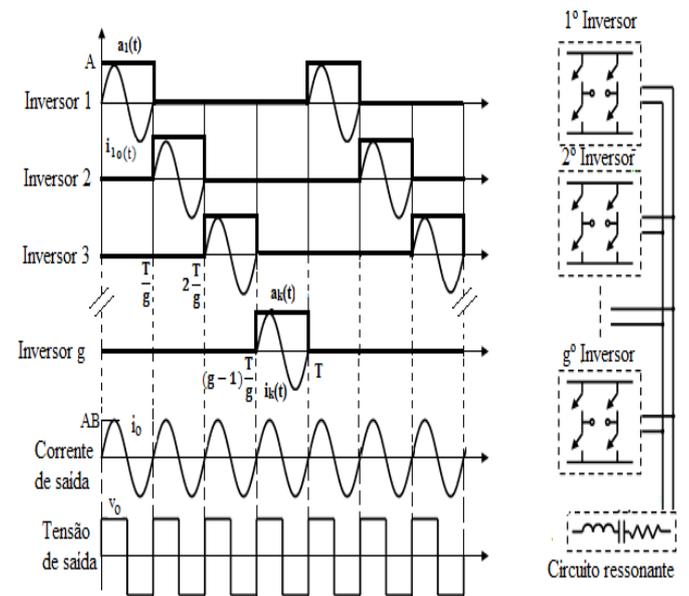


Fig. 6. Comutação sequencial de “g” inversores IGBTs.

Do mesmo modo, para $a_k(t)$:

$$a_k(t) = \frac{A}{g} + \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{2}{n\pi} \left[\sin\left(\frac{2k\pi}{g}\right) - \sin\left(\frac{2(k-1)\pi}{g}\right) \right] \cos(nt) + \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{2}{n\pi} \left[\cos\left(\frac{2(k-1)\pi}{g}\right) - \cos\left(\frac{2k\pi}{g}\right) \right] \sin(nt) \quad (13)$$

Para obter a corrente de saída do conversor, todas as correntes $g_{i_{ko}}(t)$ ($k=1,2,\dots,g$) devem ser adicionadas. Assim,

$$\sum_{k=1}^g i_{ks}(t) = \sum_{k=1}^g a_k(t) i_s(t) \quad (14)$$

Resultando em:

$$\sum_{k=1}^g i_{ko}(t) = A i_o(t) + \sum_{k=1}^g \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{2}{n\pi} \left[\sin\left(\frac{2k\pi}{g}\right) - \sin\left(\frac{2(k-1)\pi}{g}\right) \right] \cos(nt) i_o(t) + \sum_{k=1}^g \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{2}{n\pi} \left[\cos\left(\frac{2(k-1)\pi}{g}\right) - \cos\left(\frac{2k\pi}{g}\right) \right] \sin(nt) i_o(t) \quad (15)$$

Pode-se notar, a partir de (12) e (13), que o segundo e o terceiro termos da equação anterior devem ser zero. Como consequência, a partir de (13) e (15), tem-se:

$$\sum_{k=1}^g i_{ko}(t) = AB \sin(g\omega t) \quad (16)$$

A equação acima mostra que não há restrições matemáticas para o número g de inversores em paralelo que podem ser associados para aumentar a frequência.

Contudo, o método é limitado, na prática, pelo tempo de corte (t_{off}) apresentado por cada um dos módulos inversores. No presente caso, o IGBT apresenta um t_{off} mínimo de 200 a 300 ns, e a quantidade de células g é definida para que $t_{on}/t_{off} \geq 4$, o que corresponde a um limite prático de frequência de 500 kHz, obtido com 4 ou 5 células inversoras.

V. UNIDADE GERADORA DE SINCRONISMO E CONTROLE (UGSC)

A unidade UGSC foi desenvolvida, especificamente, para gerar uma sequência de pulsos para acionar os IGBTs do inversor, proporcionando a sincronização com a frequência de ressonância natural da carga e ajustando o ponto de operação do inversor no modo ZVS [13], [14].

A implementação da função PLL mantém a operação no ponto de ressonância numa faixa de frequência situada entre 350 kHz e 450 kHz. Esta faixa deve ser suficiente para acomodar e acompanhar as variações de frequência produzida pela carga ressonante (Figura 7). O circuito PLL empregado é o 74HC4046. Foi utilizado um compensador avanço atraso do tipo "lead-lag", em vez do clássico filtro passa-baixa (LPF). O compensador opera com uma função de transferência [15], sendo dada por:

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (17)$$

onde $\tau_2 = R_3 C_2$ e $\tau_1 = R_4 C_2$.

Além disso, tem-se um comparador de fase PC2, constituído por um circuito empregando "flip-flops" de borda positiva, e um oscilador controlado por tensão (VCO), cuja frequência de saída (f_s) pode variar entre $1/R_1 C_1$ e $1/R_2 C_1$. Suas funções de transferência são dadas por:

$$F_{PC2}(s) = K_d \quad (18)$$

$$F_{VCO}(s) = \frac{K_o}{s} \quad (19)$$

Assim, a função de transferência de PC2 é um bloco de ordem zero com ganho K_d e a função de transferência do VCO, para sinais de fase, representa um integrador.

O PLL tem uma função de transferência de segunda ordem, dada por:

$$H(s) = \frac{A(1 + s\tau_2)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (20)$$

$$\begin{cases} A = \frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}, \omega_n = \sqrt{A} \\ \xi = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{1}{A(\tau_1 + \tau_2)} \right) \end{cases} \quad (21)$$

Os intervalos de tempo necessários para gerar o modo ZVS e a sequência de pulsos para disparar os IGBTs são gerados e sincronizados pelo PLL.

O bloco gerador de sinal sincroniza os pulsos que devem ser enviados aos IGBTs de cada uma das pontes em paralelo, de forma a selecionar qual dos módulos inversores vai receber a saída do PLL em determinado instante [16].

Além disso, um circuito gerador de tempo morto, inserido para proteger cada par de braços IGBTs de curto-circuito temporário, é constituído por um CI monoestável digital (Figura 8). Logo, o tempo morto é gerado quando o monoestável se encontra em estado alto, desabilitando o demultiplexador.

A Figura 9 mostra os pulsos de disparo para cada inversor sincronizado. Estes módulos são configurados como mostra a Tabela 1, onde se pode ver a sequência correta de acionamento dos braços dos inversores (IGBTs do grupo 1 e IGBTs do grupo 2) e a polaridade obtida no barramento de saída, em função da sequência aplicada.

Para sincronizar o ponto de operação do PLL é preciso monitorar a frequência natural do circuito ressonante, sendo necessário utilizar um circuito detector de transição por zero (transdutor de corrente), apresentando na figura 10.

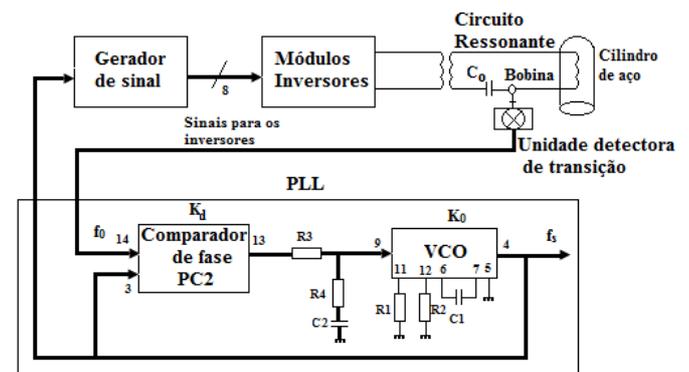


Fig. 7. Diagrama de blocos da unidade UGSC.

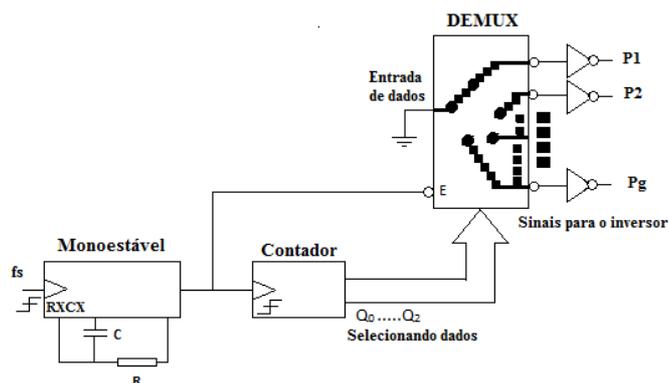


Fig. 8. Diagrama de blocos do gerador de sinais.

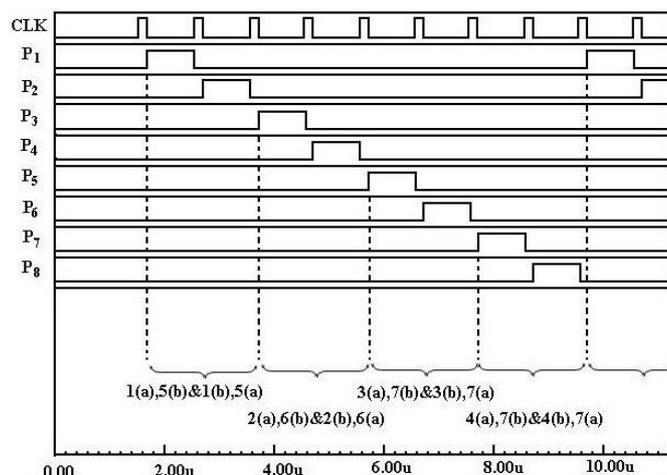


Fig. 9. Sinais de saída para acionamento dos IGBTs

TABELA I
Seqüência de acionamento dos IGBTs

	Pulsos							
	1	2	3	4	5	6	7	8
IGBT Grupo 1	1(a)	1(b)	2(a)	2(b)	3(a)	3(b)	4(a)	4(b)
IGBT Grupo 2	5(b)	5(a)	6(b)	6(a)	7(b)	7(a)	8(b)	8(a)
Barramento "A"	(+)	(-)	(+)	(-)	(+)	(-)	(+)	(-)
Barramento "B"	(-)	(+)	(-)	(+)	(-)	(+)	(-)	(+)

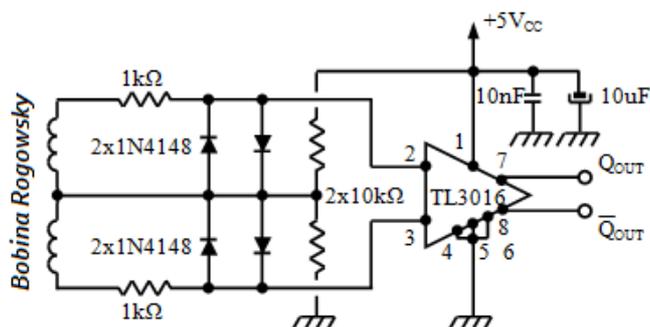


Fig. 10. Diagrama esquemático do circuito de detecção de cruzamento por zero.

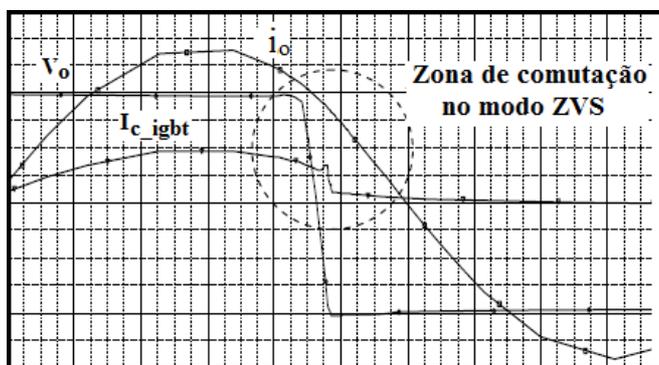
A corrente da carga ressonante é monitorada através de uma bobina de Rogowski [16], um dispositivo magnético que mede pulsos de corrente de alta frequência, seguido por um circuito comparador de alta velocidade que detecta as transições por zero da corrente de saída (Figura 10). Essas transições são utilizadas como amostras da frequência ressonante e servem de referência para o circuito de sincronismo do PLL.

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

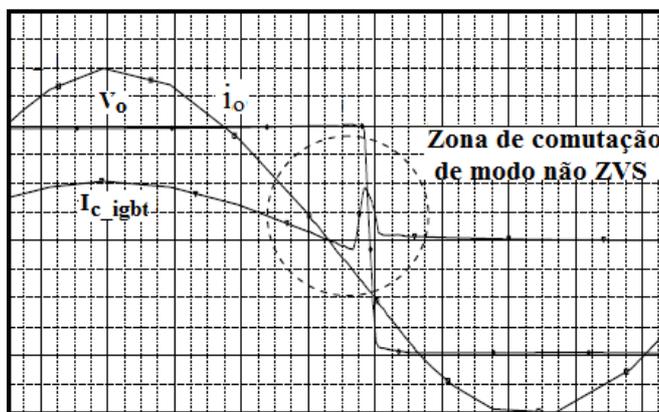
Nesta seção são apresentados os resultados de simulação das células inversoras, do conversor ressonante e da UGSC. As simulações foram feitas utilizando o "software" Orcad/Pspice.

Na Figura 11, os módulos inversores foram simulados para uma frequência ressonante de operação (f_o) em 400 kHz e frequências de acionamento em $f_s = f_o \pm \Delta f_{ZVS}$.

Na Figura 11(a), apresenta-se o resultado da simulação no ponto de operação ZVS para o qual a frequência de acionamento é ligeiramente superior à frequência ressonante do circuito. Neste ponto, o circuito de carga apresenta uma característica ligeiramente indutiva, propiciando a necessária defasagem entre tensão e corrente na carga e refletida para o inversor de forma a assegurar a condição ZVS. Na Figura 11(b), podemos ver que o circuito apresenta um comportamento fortemente capacitivo, saindo assim da condição ZVS.



(a)



(b)

Fig. 11. Saída dos Módulos inversores, v_o , i_o e I_{c_igbt} , (a) comutação em frequência $f_s = f_o \pm \Delta f_{ZVS}$, (b) comutação em frequência $f_s = f_o - 50kHz$.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais são mostrados nas Figuras 12 a 16, para o sistema de inversores conectados ao circuito ressonante série, utilizando uma tensão contínua de 600 V no barramento CC. Para as condições de carga empregadas, o ponto de operação ZVS do conversor ressonante série se situa na frequência de 370 kHz [15]. Para comprovar as características de comutação dos IGBTs, foram verificados os tempos de comutação: “turn-on” e “turn-off” apresentados na Figura 12, na condição ZVS.

A Figura 13 apresenta a forma de onda da tensão e corrente coletada sobre a carga ressonante do conversor para operação na condição ZVS, para vários ciclos de comutação. A Figura 14 apresenta a mesma forma de onda ampliada, onde é possível observar e avaliar o ângulo de defasagem entre tensão e corrente na carga ressonante, no ponto de operação ZVS.

A Figura 15 mostra a sequência dos oito pulsos de comando para acionamento das células inversoras. Essa figura apresenta uma sequência de pulsos de comando gerados na frequência de 370 kHz [15], para a região de operação ZVS rastreada pelo circuito de compensação de frequência, equipado com PLL.

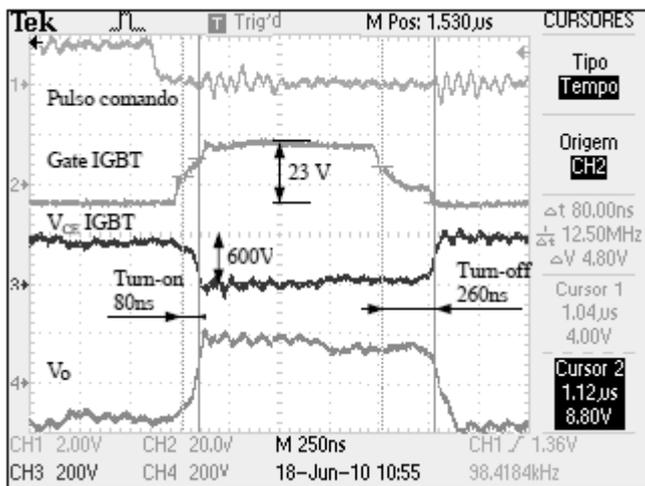


Fig. 12. Detalhe da comutação no “turn on” e “turn off” de um dos IGBTs, no ponto de operação ZVS.

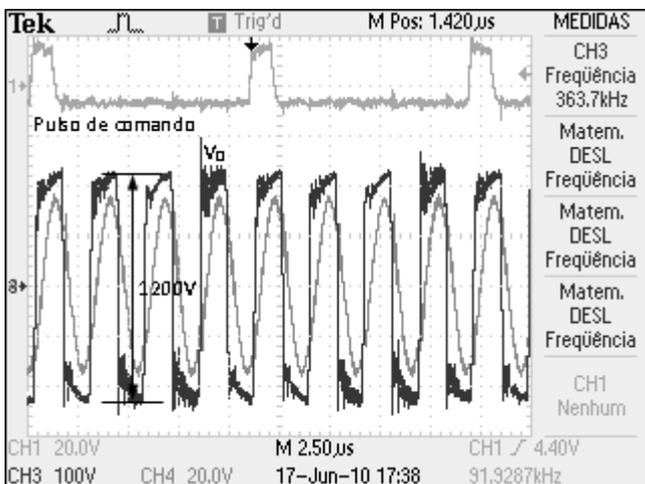


Fig. 13. Pulso de comando, tensão e corrente na carga.

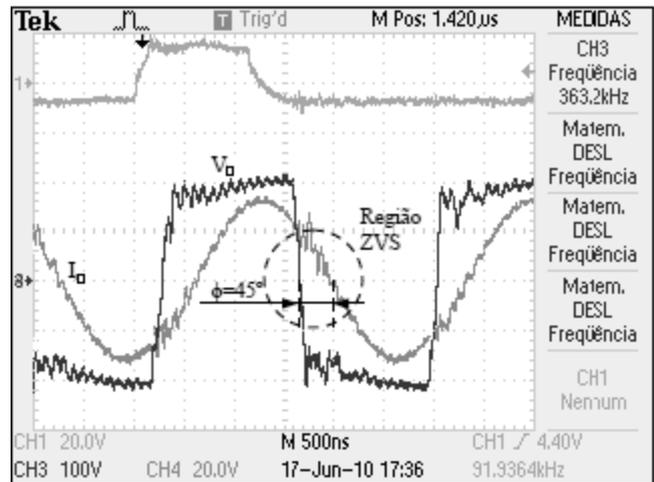


Fig. 14. Detalhamento de tensão e corrente na carga ressonante no ponto de operação ZVS.

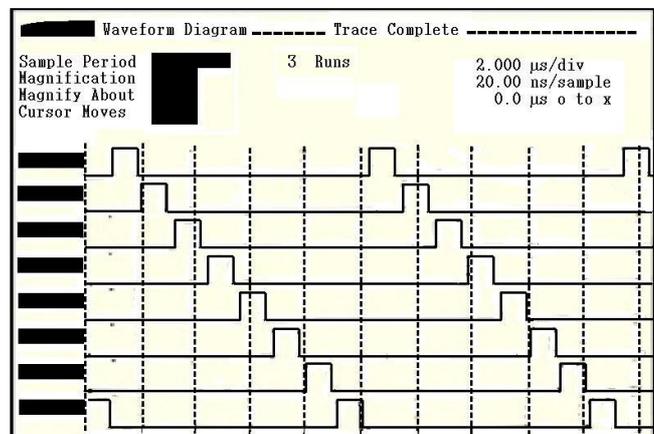


Fig. 15. Sequência de pulsos para acionamento dos módulos inversores ressonantes.

A Figura 16 apresenta o tempo morto inserido entre os pulsos da sequência de acionamento de uma célula inversora. A inserção deste tempo morto vem garantir que dois inversores não venham a ser acionados ao mesmo tempo, sendo assim, uma precaução de segurança, embora degrade o rendimento do sistema. Este tempo morto poderá ser reduzido posteriormente, no caso da operação ZVS estar bem definida e se mostrar confiável

Figura 17 apresenta uma vista parcial da fonte RF de alta frequência composta de seus dois conversores CA-CC e CC-CA, implementados fisicamente. No ensaio prático da carga, realizado no ponto de ressonância para a condição ZVS, a corrente drenada e medida no barramento foi de 14,2 A para uma tensão de 600 V, correspondendo assim a uma potência média de 8,5 kW.

A Figura 18 mostra a posição dos diferentes elementos na bancada de teste para realização dos diversos ensaios.

Na Figura 19 pode-se ver o aplicador magnético (indutor ressonante), na potência especificada, aplicando um campo magnético RF a uma carga resistiva, simulada por um cilindro maciço de aço.

Todos os resultados obtidos experimentalmente, mostrarem um bom desempenho do conversor em modo ZVS, utilizando a técnica de comutação sequencial.

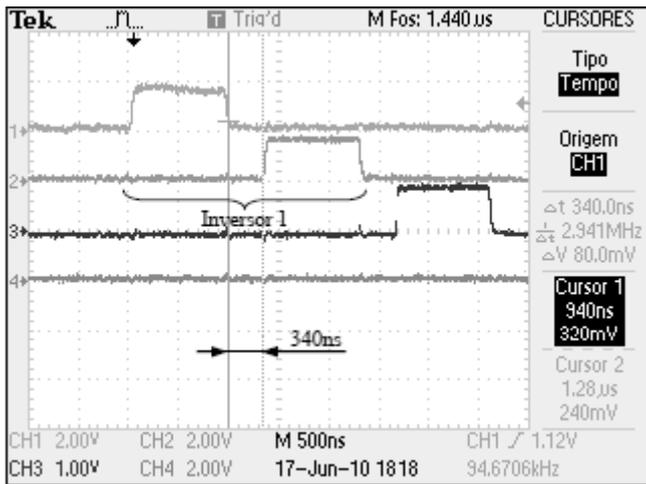


Fig. 16. Detalhe do “tempo-morto” entre os pulsos de comando de uma modulo inversor.

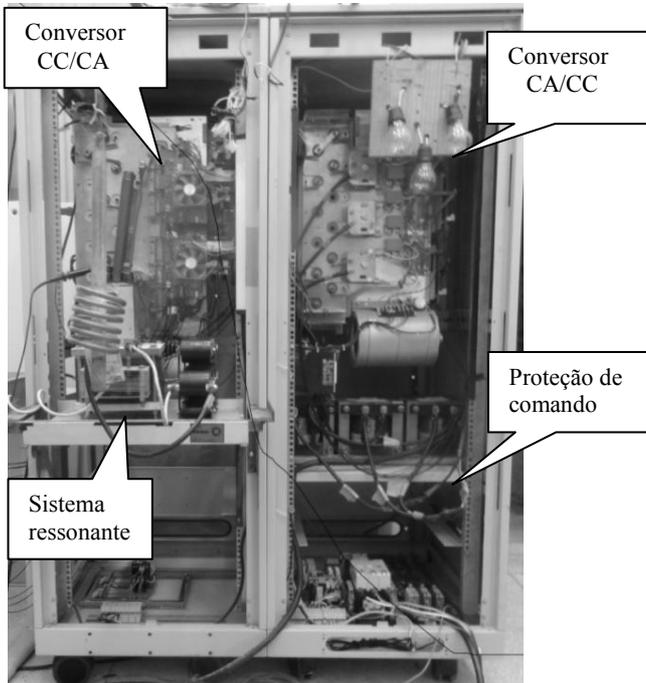


Fig. 17. Vista ilustrativa da fonte RF de alta frequência.

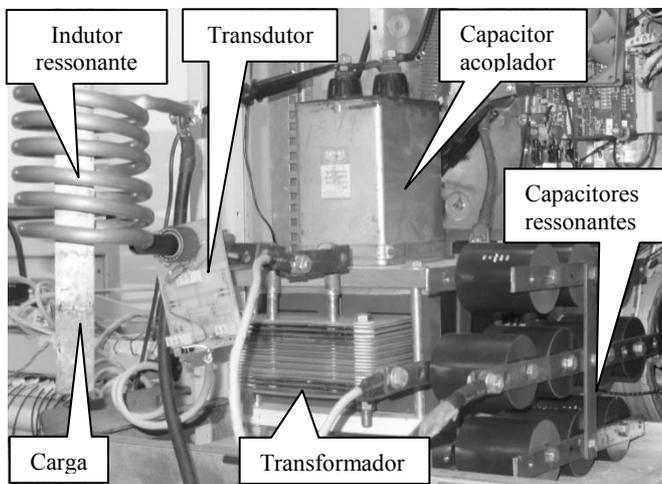


Fig. 18. Vista ilustrativa dos componentes do sistema ressonante.

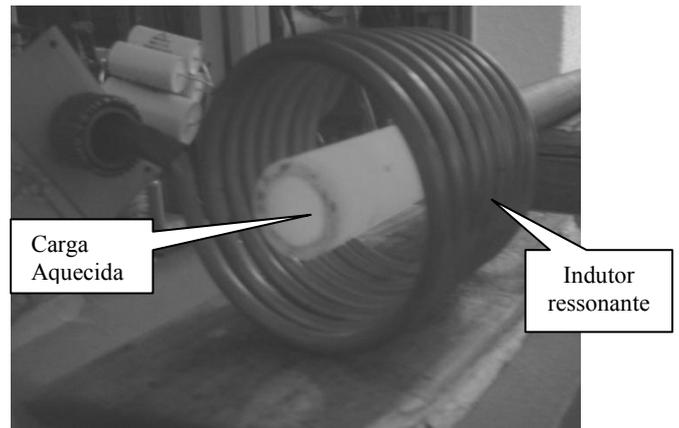


Fig. 19. Aplicador RF (Bobina) e carga resistiva empregada nos ensaios.

VIII. CONCLUSÕES

Os resultados apresentados mostram que, apesar das limitações de ordem prática impostas pelos elementos do sistema e pelas características dos dispositivos empregados, uma frequência aproximadamente quatro vezes superior a frequência de operação dos inversores foi alcançada pela comutação sequencial dos quatro inversores em paralelo.

Esse resultado confirma as propriedades da comutação sequencial (“*sequential gate pulsing*”) como técnica factível para aumentar o limite de frequência de operação de inversores ressonantes.

Muito embora os transistores MOSFETs possam ser utilizados em frequências mais altas de que os IGBTs, a sua baixa tensão de operação (200~300 V), combinada com a elevada resistência interna entre dreno e fonte, constitui uma severa limitação para uso em altas potências. A substituição por dispositivos IGBTs, que operam com tensões bem maiores (superiores a 1200 V) quando associados a novas técnicas e estratégias de comutação, permitem igualmente alcançar frequências de operação mais elevadas.

O circuito ressonante projetado para trabalhar com o inversor permitiu verificar o funcionamento e desempenho do conversor ressonante, bem como as características de operação no modo ZVS, no ponto de ressonância.

Uma forma de aumentar a frequência ressonante na carga, utilizando esta técnica, seria diminuir o tempo morto entre cada pulso de acionamento dos módulos, alcançando assim, maior potência de saída.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq e ao CAPES pelo apoio.

REFERÊNCIAS

- [1] U. Schwartzer, “Power losses of IGBTs in an Inverter Prototype for High Frequency Inductive Heating Applications”, *Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 793-798, USA, 2001.
- [2] J. P. Dubut, “*Conversor CC/CA de Alta Frequência baseado em Inversores Ressonantes com Comutação Sequencial para Excitação de uma Tocha Indutiva a*

- Plasma Térmico*”, PHD, Federal University Rio Grande do Norte, Brazil, 2009.
- [3] F. Kleveland and T.M. Undeland, “Increase of Output Power from IGBTs in High Power High Frequency Resonant Load Inverters”, *Industry Applications Conference*, vol. 5, pp. 2909-2914, Italy, 2000.
- [4] J. T. Gudmundsson and M. A. Lieberman, “Magnetic Induction and Plasma Impedance in a Cylindrical Inductive Discharge”, *Plasma Sources Science and Technology*, vol. 6, pp. 540-550, 1997.
- [5] L. Jr. dos Santos, “*Uma Fonte Chaveada de 50kW Com Correção de Fator de Potência Para Alimentação de Uma Tocha de Plasma Indutiva Utilizando Técnicas de Controle Digital*”, Master, Federal University Rio Grande do Norte, Brazil, 2009.
- [6] F. P. Dawson and P. Jain, “A comparison of load Commutated Inverter Systems for Induction Heating and Melting Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Canada, 1991.
- [7] P. B. Jakson, J. A. Pomilio and E. A. Vendrusculo, “Conversor Trifásico com Cargas Ressonantes para Geração de Ozônio”, *Eletrônica de potência - SOBRAEP*, vol 16, no 1, pp. 76–84, 2011.
- [8] A. O. Salazar, G. C. Barbosa, M. A. Vieira, F. O. Quintaes and J. R. da Silva, “Modeling and Simulation of High Voltage and Radio Frequency Transformer”, *IEEE Transactions on Magnetics* 2011.
- [9] R. Pinheiro, J. Dubut, A. Salazar, A. Maitelli, “Análise da Operação de um Conversor de Alta Frequência baseado em Inversores Ressonantes com Comutação Sequencial para Alimentação de uma Tocha de Plasma Indutiva”, *XVI CBA*, pp. 965-970, Brazil, 2006.
- [10] R. Francis and M. Soldano, “A new SMPS non-punch thru IGBT replaces MOSFET in SMPS high frequency application”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 953-957, USA, 2003.
- [11] A. Schonknecht and R. W. De Doncker, “Distributed control scheme for parallel connected soft-switching high-power high-frequency inverters”, *Power Electronics Specialists Conference*, vol 3, pp.1395-1400, 2002.
- [12] A. R. Makky, H. Abo-Zied, and F. N. Abdelbar, “Parallel operation of IGBTs modular converter system for high power high frequency induction heating applications”, *Power System Conference*, pp. 577-582, 2008.
- [13] P. Viriya, N. Yongyuth and K. Matsuse, “Analysis of Transition Mode from Phase Shift to Zero-Phase Shift Under ZVS and NON-ZVS Operation for Induction Heating Inverter”, *Power Conversion Conference*, pp. 1512-1519, Nagoya, 2007.
- [14] M. Helsper, F. W. Fuchs and M. Munzer, “Analysis and comparison of planar and trench IGBT modules under ZVS and ZCS switching conditions”, *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 614-619, Germany, 2002.
- [15] M. Chen, J. Chen, K. Murata, M. Nakahara and K. Harada, “Surge analysis of induction heating Power supply with PLL”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp.702-709, Taiwan, China, 2001.
- [16] J. D. Ramboz, “Machinable Rogowski coil, design and calibration”, *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, USA, 1995.

DADOS BIOGRÁFICOS

Jose Alberto Diaz Amado, nascido em 07/11/1979, em Arequipa, Peru, é engenheiro eletrônico (2005) pela Universidade Católica Santa Maria, Peru, mestre (2008) pela Universidade Federal Rio Grande do Norte, Brasil, e está concluindo doutorado na mesma universidade. Atualmente é professor assistente de engenharia elétrica do Instituto Federal da Bahia. Suas áreas de interesse são: automação, fontes chaveadas, instrumentação e robótica. Membro como estudante da IEEE, SBA e SOBRAEP.

Jean Paul Dubut, nascido em 15/10/1946, na França, é engenheiro eletricitista (1985), mestre (2000) e doutor (2010) pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Atualmente é Tecnologista Sênior do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE). Suas áreas de interesse são: fontes chaveadas, conversores, plasma, transmissão de dados e controle.

Andres Ortiz Salazar, nascido em Lima, Perú, é engenheiro eletrônico (1981) pela Universidad Nacional de Ingenieria Perú, mestre (1989) e doutor (1994) pela Universidade Federal do Rio de Janeiro. Atualmente é professor titular da Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Suas áreas de interesse são: automação, acionamento de máquinas, eletrônica de potência, máquinas elétricas sem mancais e instrumentação.

Alberto Soto Lock, nascido em Lima, Perú, é engenheiro eletrônico (1988) pela Universidad Nacional de Ingenieria, Perú, mestre (1997) pela Universidade Federal de Rio de Janeiro e doutor (2011) pela Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse são: automação, acionamento de máquinas, eletrônica de potência, máquinas elétricas sem mancais e Controle de um ciclo (OCC).

Glauco George Cipriano Maniçoba, nascido em 21/05/1983, em Alexandria, Brasil, é tecnólogo em automação industrial (2008) pelo Instituto Federal do Rio Grande do Norte, e atualmente cursa mestrado na Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, eletrônica analógica, controle, automação e instrumentação.

Ricardo F. Pinheiro Filho, nascido em Natal, Brasil, é engenheiro eletricitista (2001) pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Brasil, e mestre (2005) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente cursa doutorado na Universidade Federal do Rio Grande do Norte e é professor de ensino básico técnico e tecnológico do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, acionamento elétrico, fontes alternativas de energia, correção de fator de potência e comutação suave.