

FONTE RF DE ALTA POTÊNCIA PARA EXCITAÇÃO DE UMA TOCHA INDUTIVA A PLASMA TÉRMICO

Jean-Paul Dubut, Andrés Ortiz Salazar*, André Laurindo Maitelli*
Alexandre Magnus F. Guimarães, Rudson de Oliveira Lima*, Pedro Ivo de A. do Nascimento*

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
Centro Regional de Natal e Fortaleza - CRN
Rua Carlos Serrano, nº 2073 - CP 130
Lagoa Nova
59001-970 - Natal - RN - Brasil
Fone: +55 84 32314733 – Fax: +55 84 32314941
jean@crn.inpe.br
alexandre@crn.inpe.br

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN*
Departamento de Engenharia Elétrica/Departamento de
Engenharia de Computação e Automação - DEE/DCA
Campus Universitário, s/nº
59072-970 - Natal – RN – Brasil
Fone: +55 84 32153696 – Fax: +55 84 32513767
andres@dca.ufrn.br, maitelli@dca.ufrn.br,
rudsonlima@gmail.com, pedro@crn.inpe.br

Resumo - Apresenta-se, neste artigo, o projeto de uma fonte RF para excitação de uma tocha indutiva a plasma destinada ao tratamento de resíduos industriais. A fonte RF é constituída por quatro inversores ressonantes série, acionados em seqüência, excitando uma tocha sintonizada no 3º harmônico da corrente. O comando e supervisão da fonte RF são realizadas por um módulo DSP.

Palavras chave – DSP; fonte RF; inversor; resíduos industriais; tocha a plasma.

I. INTRODUÇÃO

Este artigo descreve o projeto de desenvolvimento de uma fonte de radiofrequência (fonte RF) de 50kW de potência, destinada a equipar uma planta experimental de tratamento de resíduos e efluentes industriais por plasma térmico. O sistema proposto emprega um conjunto de quatro inversores monofásicos idênticos, acionados em seqüência, e operando na ressonância série. Os módulos inversores são construídos com dispositivos semicondutores do tipo Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBTs), de comutação ultra-rápida. O arranjo peculiar dado a essas estruturas permite assim atender a novas aplicações e substituir, vantajosamente, os sistemas convencionais utilizando válvulas de potência a vácuo ou, ainda, amplificadores de tecnologia MOSFET com múltiplos estágios de potência conectados em configuração paralela. Desta forma, o conjunto de inversores ressonantes acionados em seqüência vem a constituir o núcleo principal da fonte RF, de cuja conceituação é descrita a seguir.

Para situar o contexto que motivou o desenvolvimento deste projeto, além do evidente desafio tecnológico e do conceito inovador que representam, é necessário lembrar das recentes exigências impostas pela legislação ambiental e sanitária do país, agências nacionais de regulamentação [1] (CONAMA, ANVISA, COVISA, etc.) e por outros órgãos de normalização e fiscalização, tanto nos âmbitos estadual e municipal. A atual legislação brasileira obriga os diversos setores da indústria e da saúde, entre outros, a dar um tratamento adequado bem como um destino final apropriado aos resíduos que produzem. Face aos altos custos de

processamento, acondicionamento e disposição que essas novas exigências ambientais produzem, os resíduos passaram então a merecer um novo enfoque por parte dos setores produtivos, podendo ser vantajosamente reciclados ou, ainda, dissociados em seus elementos fundamentais para produzir energia térmica e/ou elétrica, em esquema de co-geração. A planta piloto de tratamento de resíduos industriais por plasma térmico, em fase de implantação no DCA/DFTE da UFRN, objetiva demonstrar o potencial desta tecnologia e estendê-lo a novos campos de aplicação, notadamente ao tratamento de resíduos farmacológicos e de resíduos radioativos, bem como servir de campo experimental para o desenvolvimento de novos dispositivos e equipamentos ligados ao segmento.

Outrossim, a possibilidade de tratar e processar resíduos ricos em hidrocarbonetos, como os efluentes petroquímicos, xistos, alcatrões, óleos e borras de tintas, permite antever a produção de gases de síntese, notadamente, o metano e o hidrogênio. A produção desses gases, a partir de resíduos altamente poluentes, se coaduna com a proposição de novas fontes de energia limpa, vindo contribuir para diminuir o contencioso ambiental gerado pela sociedade moderna.

Assim, o enfoque dado a este artigo é propositadamente descritivo, de forma a facilitar a compreensão global do sistema, sobretudo por considerar a complexidade da planta envolvida onde operam esses dispositivos. O detalhamento funcional do conversor ressonante de alta frequência, o dimensionamento dos principais elementos constituintes, as estratégias de controle, bem como os padrões de geração das seqüências de comutação adotados para o comando e o acionamento dos inversores ressonantes são também apresentados, por constituir, obviamente, a parte mais inovadora do projeto.

II. DESCRIÇÃO DA PLANTA

A planta experimental de tratamento de resíduos e efluentes industriais por plasma térmico é constituída, essencialmente, por uma tocha a plasma térmico acoplado indutivamente (ICTP) com seu transformador de impedância, fonte RF de potência, alimentador contínuo de resíduos, reator primário de processo, reator secundário de combustão,

lavador de gases, compressor de ar e demais sistemas auxiliares associados. O conversor ressonante descrito neste artigo é parte integrante da fonte RF.

A Figura 1 apresenta o diagrama ilustrativo da planta de tratamento de resíduos com a fonte RF de potência e os demais sistemas periféricos associados.

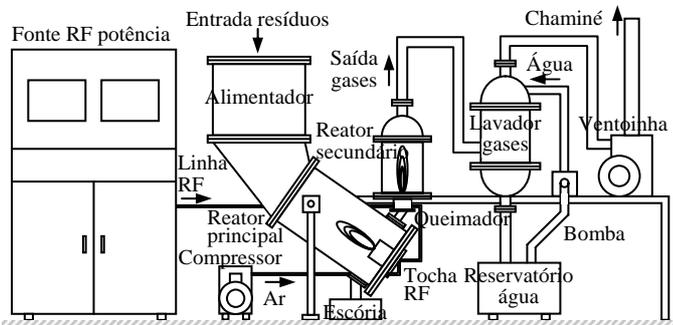


Fig. 1. Diagrama ilustrativo da planta de tratamento.

A fonte RF é arquitetada, basicamente, sobre dois conversores estáticos de potência. O primeiro deles é constituído por um retificador controlado configurado em boost trifásico, operando como pré-regulador [2] do fator de potência. Fornece, no barramento CC, uma tensão contínua ajustável linearmente de $550V_{CC}$ a $800V_{CC}$, com corrente máxima de 75A. O ajuste da tensão de saída, impressa no barramento CC alimentando o conjunto de inversores, é utilizado para controlar a potência de excitação da tocha de plasma. Este retificador boost trifásico emprega técnicas de modulação vetorial para sintetizar as correntes de linha e implementar a correção do fator de potência (PFC) em valores próximos à unidade. O emprego de um pré-regulador do fator de potência, no estágio de entrada, se torna necessário devido à presença de fortes componentes reativos introduzidos pela carga indutiva da tocha ICTP.

O segundo conversor gera a corrente de alta frequência requerida para a excitação da tocha ICTP. É arquitetado sobre um conjunto de quatro módulos inversores, de 50kW cada, e opera nominalmente na frequência de 400kHz. Esses quatro módulos inversores são, por sua vez, agrupados em configuração paralela e acionados segundo um padrão de comando seqüencial. Os inversores utilizam dispositivos IGBTs do tipo ultra-rápido [3], de tecnologia Non-Punch Thru (NPT), que oferece substancial redução das perdas de comutação em altas frequências. Incorporam, também, os diodos reversos ultra-rápidos para circulação das correntes de retorno. O chaveamento dos IGBTs é feito segundo um padrão de comutação suave, empregando técnicas de comutação a tensão nula (ZVS), de forma a minimizar as perdas de comutação e reduzir o estresse imposto aos dispositivos semicondutores.

A implementação da estratégia de controle, geração dos comandos para acionamento dos IGBTs, seqüenciamento dos módulos inversores, processamento dos diversos sinais de controle, bem como o rastreamento da frequência de ressonância da carga refletida é provido por um módulo processador digital de sinal (DSP) do tipo TMS320F2812, de TEXAS INSTRUMENTS. Todas as interconexões necessárias entre o módulo DSP e os módulos de excitação dos IGBTs são feitas

com cabos de fibra óptica, eliminando assim o risco de perturbações por interferência eletromagnética (EMI), nas linhas de comando.

Um transformador RF de potência, associado a um filtro passa-faixa, é inserido entre o conversor ressonante e a tocha ICTP de forma a prover a necessária adaptação entre as impedâncias e privilegiar a circulação do 3º harmônico da corrente de excitação. Adicionalmente, este transformador isola galvanicamente a tocha ICTP da rede de distribuição de energia elétrica, eliminando, assim, possíveis riscos de eletrocussão do operador.

A fonte RF é alimentada por uma rede trifásica de $380V_{CA}/125A$ e dispõe de diversas funcionalidades auxiliares tais como proteção dos circuitos de potência, monitoração dos principais parâmetros de operação, e supervisão geral do sistema. Fisicamente, o retificador e o conversor de alta frequência são acomodados em dois armários metálicos no padrão de 19 polegadas, com 32 unidades de altura.

A estrutura modular adotada na concepção do projeto e na construção da fonte RF possibilitará que sejam feitas, posteriormente, novas associações de módulos, de forma a obter níveis de potência mais elevados para equipar plantas de maior capacidade.

III. TOPOLOGIA DO CONVERSOR RESSONANTE

O conversor em alta frequência descrito a seguir é constituído por quatro inversores do tipo ressonantes serie, configurados em ponte completa, operando com potência nominal unitária de 50kW.

A Figura 2 apresenta o diagrama elétrico simplificado do conversor e de sua carga ressonante.

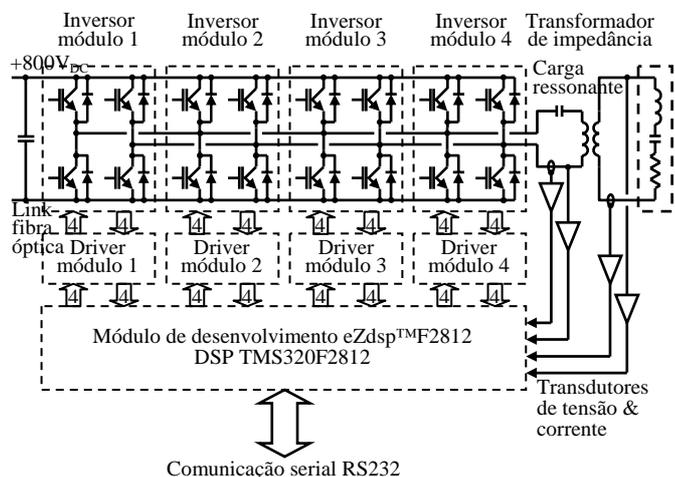


Fig. 2. Diagrama simplificado do conversor ressonante e carga associada.

Cada estrutura inversora utiliza uma ponte completa de IGBTs ultra-rápidos, do tipo SKM200GB125D, associada a um par de módulos excitadores SKHI26F de SEMIKRON. Esses dispositivos de chaveamento ultra-rápido, produzidos com tecnologia NPT, são dotados de uma estrutura cristalina interna mais delgada, na região do emissor, e apresentam tempos típicos de comutação, na condução e no corte, de 80ns e 350ns, respectivamente, possibilitando manear, por

curtos períodos, correntes da ordem de 350A sob 1200V. Possuem diodos antiparalelos internos com características de comutação correspondentes. A frequência de chaveamento f_s dos IGBTs é determinada pela frequência de ressonância serie natural f_0 da carga ressonante constituída pela tocha ICTP, pelos demais elementos LC do filtro passa-faixa e pelo transformador RF empregado para a adaptação das impedâncias, todos operando no 3º harmônico da corrente.

Assim, para a frequência de ressonância da carga, tem-se:

$$f_0 \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq} \cdot C_{eq}}} \quad (1)$$

A frequência de chaveamento dos inversores sendo:

$$f_s \cong \frac{1}{3} \cdot f_0 \quad (2)$$

Para minimizar as perdas de chaveamento nos IGBTs, dois métodos básicos podem ser empregados. O primeiro, promovendo uma redução da corrente nominal drenada pelo dispositivo e o segundo, promovendo uma redução do estresse elétrico diminuindo o número de comutações. No presente caso, empregar-se-á o segundo método chamado de “sequential gate pulsing” [4], utilizando, adicionalmente, a propriedade de não-linearidade observada nas características elétricas (perdas no corte x corrente de dreno), apresentadas pelos dispositivos IGBTs quando utilizados no seu limite máximo de capacidade de corrente. A utilização deste novo conceito, ao invés das conhecidas técnicas de alívio de corrente, permite que as perdas verificadas no corte sejam proporcionalmente menores, quando operado em valores próximos à corrente de pico do dispositivo. Assim, a redução do estresse elétrico permite que esses IGBTs operem com correntes muito maiores do que se fossem comutados a cada período. Um único inversor conduz toda a corrente durante um ciclo, porém permanece mais alguns ciclos sem conduzir. Assim, o número de períodos sem condução é igual ao número de módulos inversores menos um [5], resultando em menor frequência de acionamento das chaves IGBTs.

Para garantir a condição ZVS dos inversores, a carga ressonante refletida deverá sempre apresentar uma componente ligeiramente indutiva. Isto será obtido mantendo a frequência de chaveamento dos inversores ligeiramente acima da frequência de ressonância f_0 determinada pela carga ressonante. Contudo, a frequência natural de ressonância da tocha ICTP é imposta pelas características intrínsecas do plasma e não pode ser controlado. É necessário, então, adicionar um dispositivo capaz de rastrear constantemente a frequência natural de ressonância f_0 da carga. Esta tarefa é desempenhada por um circuito de rastreamento com malha de fase travada (PLL). No presente projeto, a função PLL é implementada, digitalmente, pelo módulo DSP que rastreia a frequência de ressonância da tocha ICTP e gera os sinais de comando necessários para o acionamento dos módulos inversores [6]. Dois transdutores de alta frequência detectam a passagem da corrente da carga ressonante pelo zero e medem seu valor. Fornecem as entradas necessárias para os circuitos de medição e as malhas de controle. No sistema de acionamento sequencial por pulsos, com os inversores conectados em configuração paralela, há necessidade de estabelecer uma comunicação entre o módulo DSP e cada um dos módulos inversores, de forma a confirmar o atendimento

da sequência e autorizar o próximo comando. Ainda sim, o módulo DSP implementa as funcionalidades adicionais requeridas pelos conversores ressonantes serie, como as proteções, supervisão, indicação de estatuto e alarmes. Uma interface serial RS 232 permite entrar com os parâmetros operacionais de pré-ajuste e possibilita a comunicação com a unidade de supervisão da fonte RF.

A Figura 3 ilustra o padrão de seqüenciamento inicialmente adotado para o acionamento dos inversores e focaliza a operação ZVS das chaves IGBTs nas regiões de transição de tensão pelos zeros. Para efeito ilustrativo, as correntes correspondentes à fundamental e ao 3º harmônico são representadas separadamente.

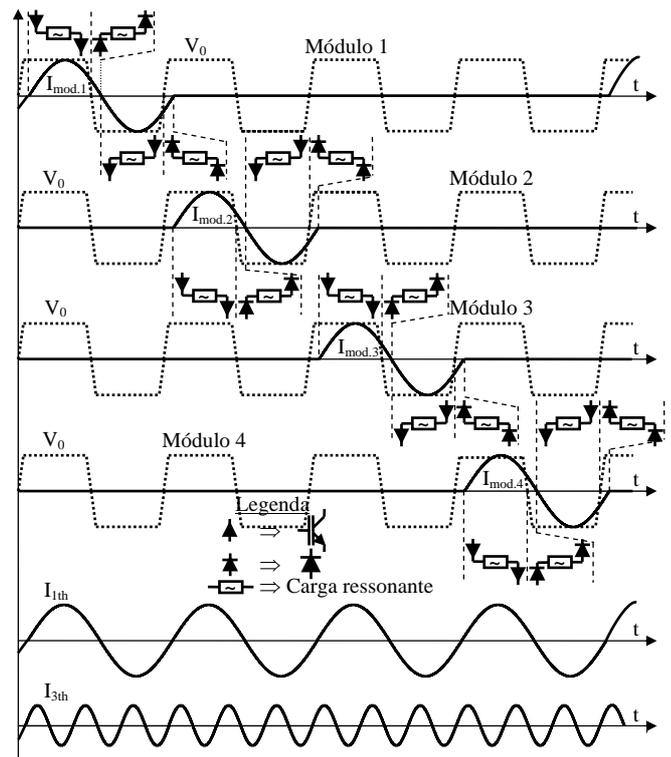


Fig. 3 – Diagrama simplificado da sequência de comutação dos inversores.

A adaptação de impedâncias entre o conversor ressonante e a tocha ICTP é assegurado por um filtro passa-faixa sintonizado no 3º harmônico, na frequência de 1,2MHz, e um transformador de alta frequência. A tocha ICTP apresenta uma indutância nominal de 1,25µH na frequência de operação e a resistência refletida da coluna de plasma R_p é da ordem de 0,8Ω.

A Figura 4 apresenta o diagrama elétrico do filtro passa-faixa, transformador de adaptação de impedâncias e tocha indutiva.

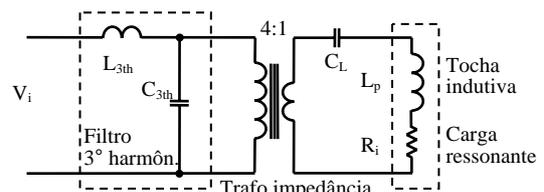


Fig. 4. Diagrama elétrico do circuito de adaptação de impedância.

As potências contidas na fundamental e no 3º harmônico são diretamente dependentes da tensão do barramento CC alimentando os inversores, sendo, respectivamente:

$$P_{1th\ out} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{1th\ L} \cdot V_{CC} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{V^2_{CC}}{R_{1th\ L}} \quad (3)$$

$$P_{3th\ out} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot \pi} \cdot I_{3th\ L} \cdot V_{CC} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot \pi} \cdot \frac{V^2_{CC}}{R_{3th\ L}} \quad (4)$$

IV. SISTEMA DE CONTROLE DO PLL

O algoritmo para controle do PLL foi desenvolvido especificamente para esta finalidade [7] e um circuito auxiliar foi associado ao módulo DSP TMS320F2812. Este módulo DSP opera a uma velocidade de 150 MIPS, o que torna possível o controle do sistema para a geração de pulsos até 500kHz. A implementação digital da função PLL mantém a operação no ponto de ressonância dentro de uma faixa de frequências de 400kHz a 500kHz. Esta faixa foi considerada suficiente para rastrear e acomodar as variações de frequência produzidas pelas variações de impedância da carga ressonante, estas devidas às flutuações da coluna de plasma. Isto representa uma condição aceitável, considerando que o controle de potência da tocha a plasma mantém o ponto de operação estável para o valor programado.

A Figura 5 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema de controle do PLL.

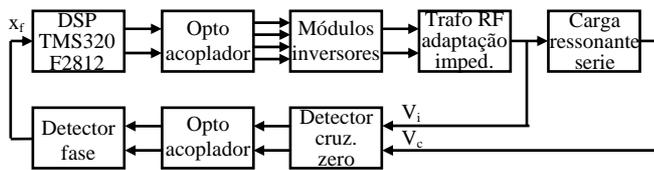


Fig. 5. Diagrama de blocos do PLL.

Para fixar o ponto de operação do PLL, são medidas as tensões existentes no capacitor de compensação C_L e na saída dos inversores V_i com auxílio de transdutores de tensão e corrente para alta frequência usando, essencialmente, o princípio da bobina de Rogowsky. Esses transdutores introduzem um atraso desprezível e a passagem dessas tensões pelo zero é detectada e comparada com auxílio de um circuito auxiliar composto por uma porta XOR, como mostrado na Figura 6.a. A saída da porta XOR é filtrada e integrada, produzindo uma tensão contínua V_f . Assim, esta tensão CC será proporcional à diferença de fase existente entre as tensões no capacitor e nos inversores.

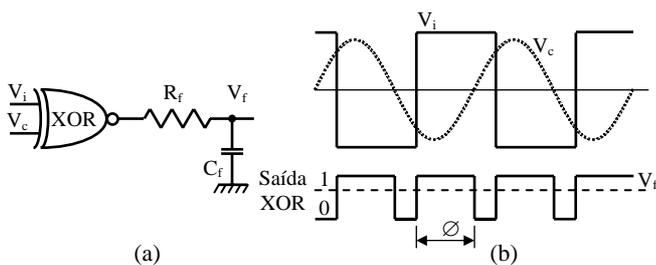


Fig. 6. Detector de fase:

a) Diagrama elétrico; b) Forma de onda do PLL.

A Figura 6.b mostra as formas de onda do PLL. A tensão de controle V_f é isolada por meio de um opto acoplador e é aplicada a uma das entradas do conversor A/D do módulo DSP, onde a implementação digital do PLL é realizada.

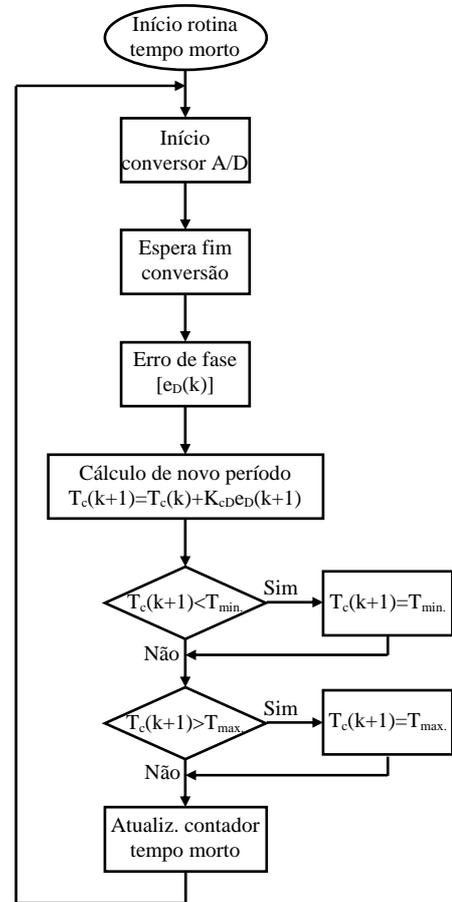


Fig. 7. Fluxograma do algoritmo de controle do PLL.

O fluxograma do algoritmo de controle do PLL digital é apresentado na Figura 7. A tensão de controle V_f na entrada do DSP, esta proporcional à diferença de fase existente entre as tensões do capacitor C_L e dos inversores V_i , é comparada com o valor correspondendo a uma defasagem de 90° , forçando assim o ajuste da frequência de chaveamento f_s para que esta diferença se torne nula. Quando esta condição é alcançada, as tensões existentes no capacitor e nos inversores estão em quadratura, o que garante que tensão e corrente do inversor estão em fase. Com isto, a frequência de ressonância refletida f_0' da carga pode ser rastreada [8] e, assim, assegurar a condição ZVS aos inversores.

As oito saídas PWM do módulo DSP são utilizadas para gerar os pulsos de comando para a excitação dos IGBTs dos módulos inversores. O período dos pulsos PWM é determinado pelo algoritmo do PLL digital, sendo carregado no registrador de controle de tempo após o instante de partida do contador de geração dos pulsos PWM de chaveamento. O tempo morto, existente entre dois pulsos de chaveamento de um mesmo braço de IGBT de um dado inversor [9], é gerado pelo registrador de controle de tempo morto. Este atraso é ajustado por meio de um circuito associado ao DSP,

tornando-se, assim, independente dos atrasos inerentes ao processamento. No presente caso, o valor deste tempo morto é fixado em 100ns. Por ser gerado por meio de um contador binário, o atraso é mantido constante em qualquer frequência, enfatizando a vantagem de usar um sistema digital, o que não seria possível caso fosse gerado por um circuito analógico onde o envelhecimento e as variações nas características dos componentes provocam derivas importantes.

V. MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO SISTEMA

O modelo de simulação desenvolvido para a aplicação utiliza a ferramenta computacional SIMULINK®.

A Figura 8 apresenta o modelo empregado na simulação do sistema proposto.

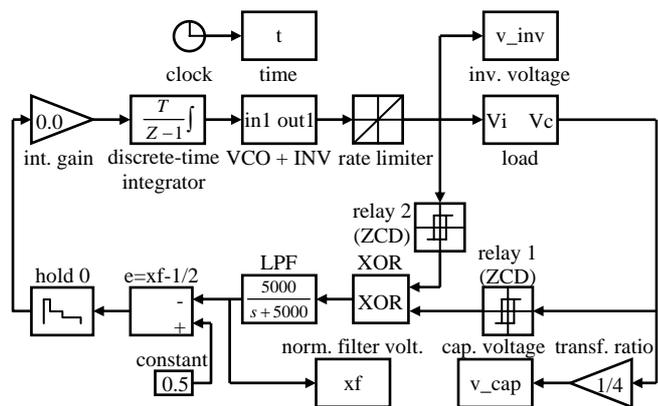


Fig. 8. Modelo SIMULINK do sistema proposto.

Esta mesma ferramenta foi utilizada para analisar e projetar a malha do sistema de controle por PLL. O modelo matemático do sistema de controle por PLL foi desenvolvido com base em elementos discretos no tempo, nos quais a estabilidade do sistema pode ser avaliada mais facilmente. Por isto, com o intuito de simplificar o sistema, o modelo matemático apresentado acima não simula o algoritmo de controle do PLL digital, como implementado no caso real. Apenas, o sinal de saída do oscilador controlado por tensão (VCO), com período T , é considerado. Assim, no modelo utilizado, a frequência de saída do VCO é simplesmente controlada pela tensão de entrada V_f . De qualquer forma, admite-se que o comportamento resultando desta aproximação seria muito similar ao comportamento real, considerando que os possíveis desvios existentes em torno do ponto de operação são muito pequenos.

No modelo SIMULINK® utilizado para modelar o sistema de controle por PLL [10], a tensão V_s , presente no capacitor de compensação C_L da carga ressonante, e a tensão V_i , existente na saída do inversor, são passadas por blocos de detecção de cruzamento pelo zero (ZCD), sendo aplicadas nas entradas do circuito XOR. Após passar por um filtro passa-baixas (LPF), a saída é comparada com um valor de referência e o erro é amostrado por um circuito de retenção (SH) de primeira ordem representado pela operação do conversor analógico-digital (A/D). Um integrador, discreto no tempo, implementa a função de controlador integral. Assim, neste modelo de simulação, a saída do VCO corresponde à

onda quadrada da tensão de saída do inversor, aplicada à carga ressonante.

A Figura 9 apresenta o resultado da simulação do sistema inversor em regime de operação permanente. V_i é a tensão na saída do inversor e V_C a tensão existente no capacitor de compensação, referida ao inversor. Como pode ser observado na figura abaixo, a estratégia de controle do PLL força a corrente I_L circulando no indutor a permanecer em fase com a tensão V_i do inversor, sob quaisquer condições de operação e de carga.

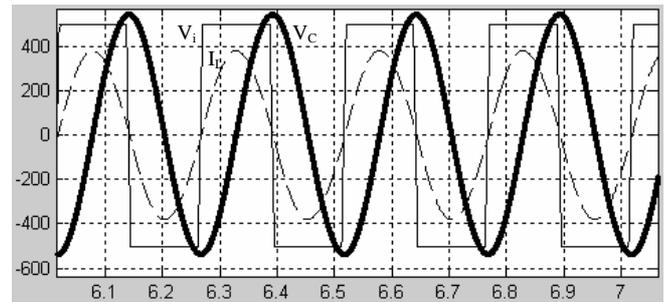


Fig. 9. SIMULINK output inverter waveforms.

O SIMULINK® é utilizado, também, para modelar a carga ressonante e determinar a relação ideal de transformação do transformador de adaptação de impedâncias. Como resultado, o transformador tem uma relação de espiras, entre primário e secundário, de 4:1 e a tocha ICTP apresenta uma indutância nominal de $1,25 \mu\text{H}$. A resistência refletida R'_L do plasma, referida ao primário do transformador, é de cerca de 12Ω . O modelo da carga ressonante simulado no SIMULINK® é apresentado na Figura 10.

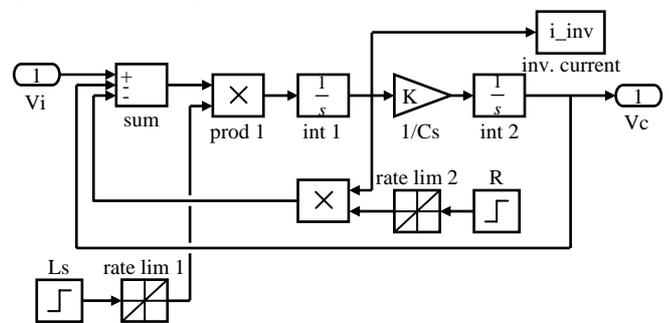


Fig. 10. Modelo SIMULINK da carga ressonante.

Adicionalmente, no intuito de realizar uma simulação e avaliação mais efetiva do comportamento dos circuitos de potência com componentes não ideais, foi implementado o circuito do inversor ressonante utilizando a ferramenta PSpice®. Esta ferramenta vem complementar as simulações anteriores, pois permite simular e testar o sistema com componentes reais, bem como introduzir elementos parasíticos no circuito. Isto é particularmente importante na hora de avaliar a influência desses elementos parasíticos [11] sobre o circuito, como indutâncias e capacitâncias, e sua influência sobre a comutação dos inversores ressonantes, em especial. Na simulação final, todos esses elementos deverão ser incorporados de maneira a fornecer os possíveis subsídios ao projetista para auxiliar na definição da melhor distribuição

dos componentes. Contudo, nestas simulações preliminares feitas com o PSpice®, este nível de detalhamento não chegou a ser implementado [12] e somente os IGBTs, diodos e demais elementos de potência foram simulados empregando seus respectivos modelos comerciais.

A Figura 11 apresenta o diagrama elétrico utilizado para simulação no PSpice®.

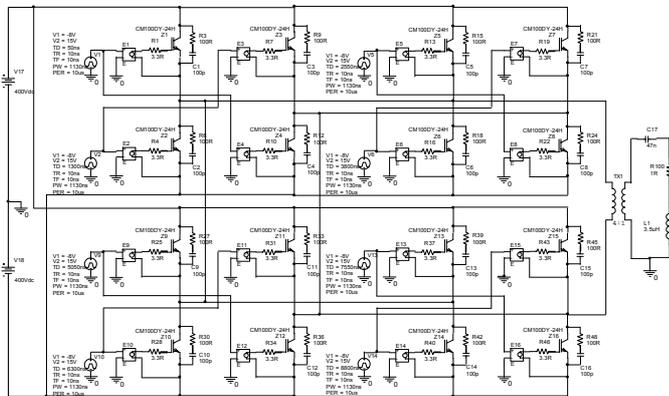


Fig. 11. Diagrama elétrico do modelo PSpice.

Na Figura 12 apresenta-se as formas de ondas de tensão e corrente de simulação no PSpice®, estas recolhidas sobre a carga ressonante.

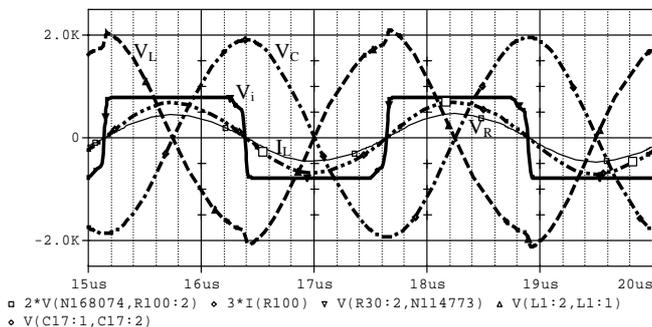


Fig. 12. Formas de ondas na carga ressonante no PSpice.

V_i é a tensão de saída do inversor, referida ao primário do transformador de adaptação de impedâncias, e V_c a tensão no capacitor de compensação. De forma análoga, I_L e V_R são, respectivamente, a corrente e tensão aplicadas à resistência refletida do plasma. A deformação existente na onda de tensão V_L é devida às descontinuidades provocadas pelo tempo morto introduzido na comutação dos IGBTs.

VI. IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL E RESULTADOS

O protótipo do conversor ressonante de alta frequência proposto encontra-se, atualmente, em fase final de construção e avaliação. É arquitetado sobre uma plataforma composta por quatro módulos inversores ressonantes, acionados sequencialmente. Cada inversor, configurado em ponte completa, emprega IGBTs ultra-rápidos do tipo SKM200GB125D, de SEMIKRON. Esses dispositivos incorporam, também, diodos antiparalelos ultra-rápidos para

circulação das correntes de retorno. O conjunto de chaves IGBTs é montado sobre um bloco dissipador em alumínio extrudado que acomoda, também, os módulos de excitação. O dissipador é resfriado por um fluxo radial de ar forçado.

Cada módulo inversor é excitado por um par de módulos excitadores SKHI26F [13] interconectados ao módulo DSP de desenvolvimento TMS320F2812. Este módulo DSP constitui uma plataforma completa de desenvolvimento, programável em linguagem ANSI C através de um ambiente próprio, abrigando um conjunto de funções pré-estabelecidas, e roda em ambiente Windows XP®. O núcleo do processador opera à velocidade de 150 MIPS e o módulo DSP inclui um compilador C++, “Assembler”, “Linker” e “Debugger”. Todas as conexões de sinal e de comando entre os IGBTs e o módulo DSP são providas por cabos de fibra óptica.

O transformador de alta frequência é construído sobre um conjunto de núcleos de ferrite em C, do tipo NC-100/57/25-4500-IP12E, de THORNTON, associados dois a dois em configuração planar. Os enrolamentos são constituídos por espiras unitárias impressas em chapas de circuito impresso de 70 μ m, empilhadas, entrelaçadas e interconectadas entre si, e imersas em óleo isolante para seu resfriamento. Este transformador tem a dupla finalidade de adaptar a impedância da carga ao conversor ressonante, bem como isolar, galvanicamente, a tocha RF da rede de energia elétrica. A relação de transformação é de 4:1. As correntes e tensões na saída dos inversores, transformador e circuito ressonante são medidas por transdutores de alta frequência, os quais fornecem as entradas necessárias para os circuitos de medição e as malhas de controle. O filtro de harmônica é constituído por um conjunto LC ressonando no 3° harmônico de corrente, em 1,2MHz, e a tocha apresenta uma indutância nominal de 1,25 μ H na frequência de 1,2MHz. “A bobina da tocha ICTP é formada por cinco espiras feitas com tubo de cobre de 5/8”, bobinadas sobre um tubo de confinamento em material dielétrico, de 50mm de diâmetro.

Para operar na potência máxima, a tensão no barramento CC é fixada em 800V_{CC}. Pelo fato de excitar a tocha no 3° harmônico, em 1,2MHz, enquanto os inversores operam na corrente fundamental, esta em 400KHz, grande parte da potência não é transferida à tocha, resultando em perdas substanciais. Até o presente momento, com os elementos utilizados nas simulações, obtém-se uma potência efetiva na carga de 12,5kW, sinalizando um rendimento em cerca de 25%. Todos os testes experimentais são realizados com auxílio de uma carga resistiva não indutiva, de 50kW de potência.

Novos padrões de chaveamento e acionamento dos IGBTs estão sendo testados, objetivando melhorar a eficiência do conversor ressonante e reduzir o conteúdo harmônico das correntes de linha.

VII. CONCLUSÃO

Pelos resultados experimentais obtidos até o presente momento, fica evidenciado o forte potencial evolutivo proporcionado por este tipo de topologia inovadora, empregando o chaveamento seqüencial de módulos inversores ressonantes. Esses resultados se tornam ainda mais significativos se consideradas as melhorias tecnológicas

que os dispositivos IGBTs do tipo NPT deverão incorporar nas suas próximas gerações.

Para aplicações específicas em altas frequências, esta nova topologia oferece uma solução que possibilita superar grande parte das limitações tecnológicas impostas pelo uso dos atuais dispositivos MOSFETs, principalmente no tocante à potência, confiabilidade e custo. Estas características se tornam mais relevantes, ainda, no projeto de conversores manejando potência acima da centena de quilowatts.

A utilização de um dispositivo microcontrolador DSP representa uma solução tecnologicamente atraente pela grande versatilidade que oferece, sobretudo se considerada a complexidade envolvida na formação da estratégia de acionamento das chaves IGBTs, geração dos sinais de comando e controle, e implementação das diversas funcionalidades requeridas.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem, em especial, à FINEP que, através de concessão de financiamento, tornou possível a realização deste trabalho.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Governo Federal do Brasil. "Compilação da legislação ambiental existente, relativa à destinação final de resíduos sólidos". Brasília, Brasil, 2003.
- [2] Dubut, J. P. "proposta de fonte chaveada com correção do fator de potência para alimentação de um reator de nitretação iônica". Dissertação de Mestrado. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Brasil, mar. 2001.
- [3] Schönknecht, A.; De Donker, R. W. "Novel topology for parallel connection of soft switching, high power, high frequency inverters". IEEE Proceedings. Aachen University of Technology, Alemanha, 2001.
- [4] Bachmann, G. "Resonant Switching techniques in IGBT converters". Darmstadt University of Technology, Alemanha, 2002.
- [5] Stier, S. H.; Mutschler, P. "A modular IGBT converter system for high frequency induction heating applications". IEEE Proceedings. University of Technology, Darmstadt, Alemanha, 2002.
- [6] Zied, H. A. et al. "A modular IGBT converter system for high frequency induction heating applications". Assiut University, Egito, 2001.
- [7] Bayindir, N. S.; Kükrer, O.; Yakup, M. "DSP-based PLL-controlled 50-100kHz 20kW high frequency induction heating system for surface hardening and welding applications". IEEE proceeding Electronic Power Applications, USA, v.15, n. 3, mai. 2003.
- [8] Okuno, A.; Shirakawa, S.; Nakoaka, M. "Latest developments of voltage fed resonant high frequency inverter with load resonant frequency tracking scheme for induction heating". Shinko Electric Corporation Ltd, Japão, set. 1998.
- [9] Kleveland, F.; Undeland, T. "Increase of output power from IGBTs in high power high frequency resonant load inverters". IEEE Proceedings. Norwegian University of Science and Technology, Noruega, mai. 2000.
- [10] Calleja, H.; Ordoñez, R. "Control circuit for an induction heating inverter with active PFC". IEEE Proceedings, USA, 1998.
- [11] Schwartz, U.; De Donker, R. W. "Power losses of IGBTs in an inverter prototype for high frequency inductive heating applications". IEEE Proceedings. Aachen University of Technology, Alemanha, 2001.
- [12] Kleveland, F. "New and existing semiconductor devices and materials used in high power high frequency inverters with series resonant load". Norwegian University of Science and Technology, Noruega, mai. 2000.
- [13] Schwartz, U.; De Donker, R. W. "Design and implementation of a driver board for a high power and high frequency IGBT inverter". IEEE Proceedings. Aachen University of Technology, Alemanha, 2002.