

# EQUALIZAÇÃO DE POTÊNCIA ENTRE CARGAS RESSOANTES DE ALTA TENSÃO ATRAVÉS DE COMPENSAÇÃO ELETRÔNICA DE PARÂMETROS

Diego Tardivo Rodrigues e José Antenor Pomilio

Universidade Estadual de Campinas

Campinas - SP

e-mail: dtr\_diego@hotmail.com antenor@fee.unicamp.br

**Resumo** - Apresenta-se uma estratégia para a equalização de potência em uma associação em paralelo de circuitos ressonantes com dispersão de parâmetros. O ajuste da sintonia é feito por meio de compensação séria utilizando a técnica de síntese direta de reatâncias. Além disso, a presença de transformadores traz a necessidade de impedir sua saturação, o que também é feito por uma compensação eletrônica. Como aplicação, considera-se um sistema para geração de ozônio, com a conexão em paralelo de diversos conjuntos formados por transformador e dispositivo ozonizador, alimentados por um único inversor. Resultados de simulação e experimentais mostram o comportamento dos circuitos e das estratégias de controle propostas.

**Palavras-chave** - Indutância Negativa, Geração de Ozônio, Conversor Ressonante.

## POWER BALANCING AMONG PARALLELED HIGH VOLTAGE RESONANT LOADS FED THROUGH ELECTRONIC COMPENSATION OF PARAMETERS

**Abstract** – This paper presents a strategy to equalize power in an association in parallel of resonant circuits with parameters dispersion. The tuning is done through series compensation using the technique of direct reactance synthesis. Furthermore, it's necessary to avoid the transformers' saturation, which is also done by an electronic compensation using the same principle. As an application, it is considered a system for generating ozone, with the parallel connection of several clusters formed by transformer and ozonizer device, fed by a single inverter. Simulation and experimental results show the circuit behavior and confirm the efficacy of the proposed control strategy.

**Keywords** - Negative Inductance, Ozone Generation, Resonant Converter.

### I. INTRODUÇÃO

Ozônio tem aplicações como esterilização de materiais cirúrgicos, higienização de hortaliças, tratamento de água potável, tratamento de água e dos efluentes de processos industriais [1,2]. Devido à característica de rápida

degradação do ozônio, a produção deve ser efetuada no próprio local de consumo.

Um dos processos de obtenção do ozônio é por descarga eletrostática entre eletrodos submetidos a uma alta tensão, entre os quais circula ar. A alta tensão necessária para romper o dielétrico de ar pode ser aplicada aos eletrodos, por meio de um transformador de alta tensão.

Aplicações em setores industriais requerem uma grande demanda de ozônio, o que traz então desafios tecnológicos em meios de supri-la. Para aumentar a geração de ozônio sem que haja a necessidade de realizar um novo e mais complexo projeto para desenvolvimento de um único conjunto (transformador e respectiva célula) com potência de valor determinada para cada aplicação, uma alternativa é a utilização de transformadores e células em paralelo com potência na ordem de centenas de Watts com projeto e tecnologia de geração de ozônio já existente e consolidados.

Existem diversos trabalhos sobre conversores para alimentação de geradores de ozônio [2-5].

Em circuitos monofásicos, nos quais a carga apresenta um único transformador com a respectiva célula, pode-se ajustar a potência desejada por controle de frequência, por densidade de pulsos (PDM) [6] ou ainda alterando o valor eficaz da fonte de alimentação. Em estruturas polifásicas, nas quais podem ser colocadas diversas cargas alimentadas por diferentes tensões de linha, além do controle de potência por PDM, o balanceamento de potência entre as diversas cargas pode ser feito pelo ajuste das tensões de linha [4,5].

Um transformador de alta tensão tipicamente apresenta um grande número de espiras no secundário e exige um maior isolamento devido à alta tensão induzida. De tais características resultam elevadas indutância de dispersão e capacitância entre espiras (no secundário) a qual, vista do primário, gera uma ressonância série em frequência relativamente baixa (na faixa de kHz, nos estudos deste trabalho).

Ao alimentar o transformador com um inversor em ponte (ou meia-ponte) e operar o sistema próximo desta ressonância, o ganho de tensão se torna maior do que o dado pela relação de espiras, possibilitando o aumento no processo de descargas eletrostáticas e consequente geração de ozônio na célula. Adicionalmente, do ponto de vista do conversor, operar acima da frequência de ressonância faz com que a carga apresente um comportamento indutivo o que, devido ao atraso da corrente em relação à tensão, permite comutações suaves dos interruptores, reduzindo as perdas no conversor [7].

A utilização de transformador para o alimentação da célula traz o problema de saturação do núcleo devido à possível presença de níveis CC na tensão de saída do conversor. A saturação pode ser evitada com o uso de um

Artigo submetido em 10/04/2013. Revisado em 16/07/2013. Aceito para publicação em 16/07/2013 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

capacitor inserido em série com o transformador para o bloqueio do nível CC. Tal solução, no entanto, produz uma ressonância série de baixa frequência entre tal capacitor e a indutância de magnetização do transformador, com um elevado ganho de tensão, potencialmente problemático para os dispositivos e a aplicação. Este trabalho apresenta uma alternativa para o problema da saturação, eliminando a necessidade de um capacitor série.

Devido à dispersão de parâmetros entre os conjuntos, o que leva a diferentes valores de potência, é apresentado o estudo de um sistema capaz de distribuir igualmente a potência. O sistema é composto por um inversor monofásico, em série com dispositivos de síntese direta de reatância (SDR) e cargas formadas por transformador e sua respectiva célula para produção de ozônio. O objetivo do dispositivo disposto em série é alterar a característica de ressonância de cada carga individual de modo a colocá-las em um ponto de operação que equalize as potências, como ilustra a Figura 1.

O conversor SDR tem sido estudado para produção de síntese de impedâncias não-naturais para compensação em sistemas elétricos de potência [8-12]. O dispositivo é tipicamente formado por um conversor CC/CA em ponte-H com filtro de saída, o qual é capaz de sintetizar uma forma de onda de tensão ou corrente que seguem uma dada referência. O dispositivo é capaz de gerar comportamentos indutivos, capacitivos e/ou resistivos, com valores negativos ou positivos. No caso específico, o que se busca é dar ao sistema a capacidade de efetuar um controle dinamicamente ajustável e preciso da potência da carga. Isso não seria possível caso fosse feita uma equalização das potências entre as cargas inserindo elementos passivos, como indutor ou capacitor, em série com o primário do transformador. Além disso, ao se inserir capacitores em série surgiriam outras ressonâncias que dependendo da frequência poderiam levar o sistema à instabilidade e à saturação do transformador.

Além disso, a fim de controlar a potência total consumida pelas cargas, implementa-se uma técnica de modulação PWM a 3 níveis de forma que o valor eficaz da tensão de entrada aplicada às cargas seja controlada ajustando assim a potência total do sistema e conseqüentemente a geração de ozônio.

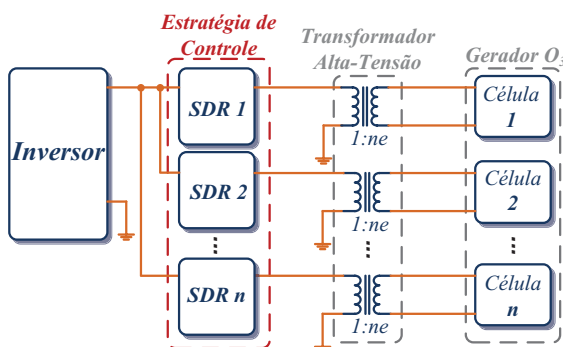


Fig. 1. Configuração geral do sistema proposto

## II. SISTEMA DE GERAÇÃO DE OZÔNIO

A estrutura básica do sistema para geração de ozônio pode ser vista na Figura 2. O inversor monofásico em ponte completa permite produzir uma tensão de saída com três níveis, sendo possível ajustar o valor eficaz dessa tensão CA.

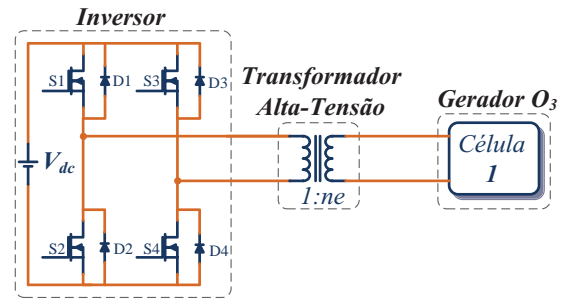


Fig. 2. Estrutura básica para geração de ozônio.

### A. Modelo de parâmetros concentrados da carga

Em transformadores de alta tensão para operação em frequência elevada, é importante considerar os efeitos tanto da indutância de dispersão quanto das capacitâncias dos enrolamentos, especialmente o enrolamento de alta tensão. Tal capacitância, ao ser refletida ao lado de baixa tensão, apresenta-se com um valor ainda maior devido à multiplicação pelo quadrado da relação de espiras.

A Figura 3 apresenta um modelo do transformador de alta tensão, no qual os parâmetros próprios do transformador estão refletidos ao primário. No secundário tem-se um modelo linearizado da célula geradora de ozônio. Na mesma figura se faz a representação equivalente com a célula refletida ao primário, que é o circuito utilizado no desenvolvimento do projeto.

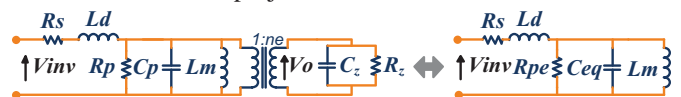


Fig. 3. Modelo linearizado de transformador e célula ozonizadora e modelo equivalente com o secundário refletido ao primário.

Seus parâmetros são:

- $R_s$  – Resistência dos enrolamentos;
- $L_d$  – Indutância de dispersão equivalente;
- $R_p$  – Resistência associada a perdas no núcleo;
- $C_p$  – Capacitância equivalente dos enrolamentos;
- $L_m$  – Indutância de magnetização;
- $n_e$  – relação de espiras do transformador;
- $C_z$  – Capacitância média;
- $R_z$  – Representa potência ativa demandada pela célula;
- $R_{pe}$  – Resistência equivalente;
- $C_{eq}$  – Capacitância equivalente.

A Tabela I apresenta os valores para três conjuntos de transformador e célula ozonizadora empregados na implementação do sistema.

**TABELA I**  
Parâmetros dos conjuntos de transformadores conectados a células

Conjunto	$L_d$ [mH]	$L_m$ [mH]	$C_{eq}$ [nF]	$R_s$ [ $\Omega$ ]
1	29,84	356,2	238	3
2	27,86	419,1	259	3
3	26,90	345,9	250	3

A Figura 4 apresenta o ganho de tensão de cada conjunto para valores elevados de  $R_{pe}$ . Pelas curvas apresentadas, nota-se que as frequências de ressonância série dada por (2),  $f_{rs}$ , estão em torno de 2 kHz e são distintas entre si.

$$\frac{V_o}{V_{inv}} = ne \cdot \frac{sR_p L_m}{s^3 a + s^2 b + s c + d} \quad (1)$$

Onde,

$$x = \left[ L_d + L_m \left( 1 + \frac{R_s}{R_{pe}} \right) \right]; \quad y = L_m \left[ \frac{L_d}{R_{pe}} + C_{eq} R_s \right];$$

$$a = R_{pe} L_d L_m C_{eq}; \quad b = (R_s R_{pe} L_m^2 C_{eq} L_d);$$

$$c = (R_s L_m + R_{pe} L_d + R_{pe} L_m); \quad d = R_s R_{pe}.$$

$$f_{rs} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{eq} \left( \frac{L_d L_m}{L_d + L_m} \right)}} \quad (2)$$

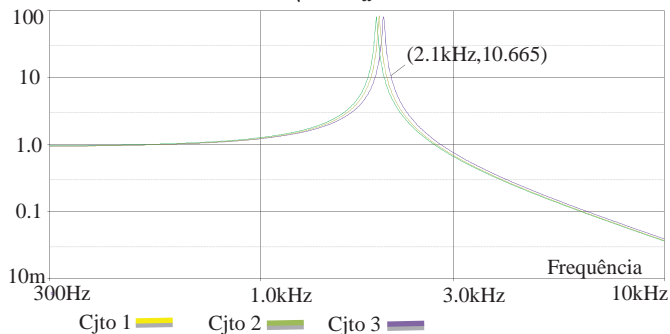


Fig. 4. Ganho de tensão dos diferentes conjuntos (transformador com carga).

Na frequência de 2,1 kHz, por exemplo, todos os conjuntos operam acima da ressonância, o que significa que os circuitos apresentam comportamento indutivo, o que é conveniente para obtenção de comutação suave no inversor, reduzindo as perdas. No entanto, os ganhos de tensão são muito diferentes, como mostra a Tabela II. Ao operar numa mesma frequência, a tensão aplicada a cada ozonizador será muito diferente e consequentemente, a produção de ozônio.

**TABELA II**  
Ganhos de tensão dos conjuntos de transformadores conectados a células

Conjunto	Ganho de tensão
1	6,54
2	5,27
3	10,66

### III. COMPENSAÇÃO ELETRÔNICA DE PARÂMETROS POR MEIO DE SÍNTESE DIRETA DE REATÂNCIA

O objetivo é o de possibilitar que conjuntos formados por transformador e sua carga possam ser conectados em paralelo, com uma mesma alimentação fornecida por inversor e seja obtida igual potência em cada conjunto.

Operando próximo à ressonância série, pequenas dispersões dos parâmetros elétricos do conjunto levam a grandes diferenças na potência consumida, dada a forte dependência do ganho de tensão com a frequência.

A estratégia considerada nesse trabalho consiste em inserir conversores de síntese direta de reatância em série com cada conjunto de carga, de modo a ajustar a potência individual consumida em torno de um valor de referência.

Basicamente, a alteração do valor da potência consumida em cada conjunto é conseguida ao sintetizar elementos reativos que modificam o valor da frequência de ressonância série que por consequência altera o ganho de tensão e

impedância de entrada para uma dada frequência de chaveamento do inversor.

Há diferentes estratégias de síntese reatâncias [10-12]. No presente trabalho utilizasse a Síntese Direta de Reatâncias que se baseia na solução direta da equação do elemento a ser sintetizado. No caso de um elemento indutivo, a tensão a ser produzida nos terminais do conversor SDR, como mostra a Figura 5, é:

$$V_t^* = L_{sy} \frac{di_t}{dt} \quad (3)$$

O valor de  $L_{sy}$  pode ser alterado de forma a se sintetizar indutâncias, podendo assumir valores positivos ou negativos. Para aplicações série isto é uma vantagem, pois a reatância total pode ser modificada de forma contínua, mesmo que seja necessário sintetizar uma reatância nula durante a transição.

Analisando em regime permanente, o comportamento da indutância negativa é similar ao de uma capacitância de mesma reatância. A diferença fica evidente quando se analisam tais comportamentos no domínio da frequência. Para a capacitância, a magnitude diminui com o aumento da frequência, enquanto que no caso da indutância negativa, a magnitude cresce.

A operação de derivação da corrente é problemática por amplificar ruídos de alta frequência, o que pode causar oscilações nos controladores. Em sistemas ressonantes, no entanto, a corrente tende a ser senoidal devido ao elevado fator de qualidade do circuito. Além disso, procedimentos de filtragem podem ser adotados a fim de garantir a correta geração do sinal de referência  $V_t^*$ .

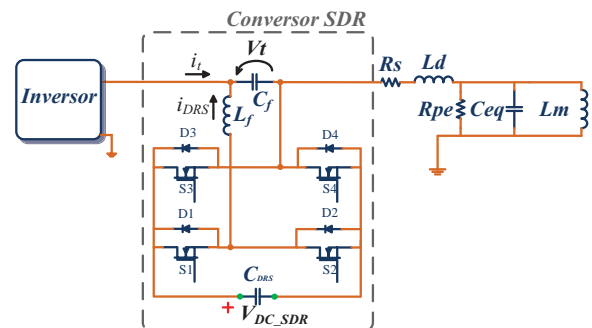


Fig. 5. Conversor SDR inserido no sistema.

#### A. Regulação da tensão no barramento CC

Assim como para outros conversores, o barramento CC do SDR também pode conter uma fonte ou um capacitor. Neste último caso, esta tensão deve ser controlada para que haja a compensação das perdas no inversor e filtro.

Em [9] foi apresentado um método de controle da tensão que se baseia na síntese de carga resistiva, em que um controlador da tensão no barramento CC determina um valor de uma resistência de compensação,  $R_{comp}$ , utilizado como referência na geração da tensão nos terminais do SDR.

Em termos práticos, o controle da tensão do capacitor no SDR será feito a partir do termo somado à (3) e apresentado em (4).

$$V_t^* = L_{sy} \frac{di_t}{dt} + R_{comp} i_t \quad (4)$$

O valor de  $R_{comp}$  pode ser determinado a partir do controlador visto na Figura 6.  $R_{comp}$  é dado por (5).

$$R_{comp} = G_c(s) \cdot (V_c^* - V_c) \quad (5)$$

$G_c(s)$  é um controlador do tipo proporcional integral, PI.

### B. Sistema anti-saturação

O fato de a aplicação discutida pelo trabalho utilizar um transformador para a alimentação da célula geradora de ozônio, traz a necessidade de implementar uma estratégia para garantir a operação do sistema sem levar o transformador à saturação pela presença eventual de níveis CC na tensão.

Pequenas diferenças nas durações dos semiciclos positivo e negativo produzidos pelo inversor que alimenta os transformadores e células levam a um nível médio não nulo na tensão, o que gera um nível médio na corrente. Tal fato desloca a excursão do fluxo magnético no transformador e faz com que a corrente deixe de ser simétrica, deslocando a operação do transformador para a região de saturação.

Propõe-se uma técnica de proteção que consiste em detectar e anular o valor médio da corrente que circula pelo primário do transformador, o que é feito adicionando um nível médio à tensão de referência  $V_t^*$ .

Isso é feito com o acréscimo de um novo termo em (4), conforme (6), o que pode ser entendido como um elemento capacitivo,  $C_{sy}$ , na composição da impedância sintetizada.

$$V_t^* = L_{sy} \frac{di_t}{dt} + R_{comp} i_t + \frac{1}{C_{sy}} \int i_t dt \quad (6)$$

O valor da capacitância sintetizada é ajustado dinamicamente, por meio de um controlador, como mostra a Figura 6.

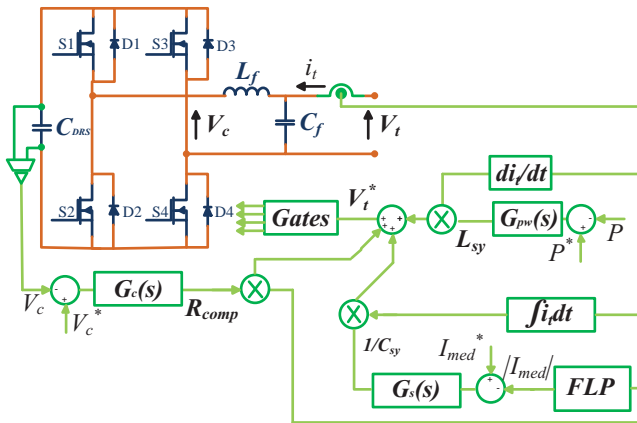


Fig. 6. Conversor SDR com malhas de controle de reatância, tensão no barramento CC (termo resistivo) e controle de saturação do transformador (termo capacitivo).

Para que seja realizado o controle é necessário que o controlador  $G_s(s)$  aja de forma a sintetizar uma capacitância série. Para tanto, o módulo da corrente média deve ser o elemento utilizado na realimentação do controlador.

$$\frac{1}{C_{sy}} = G_s(s) \cdot (I_{med}^* - |I_{med}|) \quad (7)$$

$G_s(s)$  é um compensador do tipo PI.

A corrente média é obtida com um filtro de média móvel [13] aplicada à corrente de cada conjunto.

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[n+k] \quad (8)$$

$x[n]$  – Vetor de entradas;

$y[n]$  – Saída filtrada;

$N$  – Número de amostras do filtro;

O filtro é implementado de forma recursiva, sendo necessárias apenas uma adição, uma subtração e uma multiplicação.

$$y[n] = y[n-1] + \frac{x[n] - x[n-k]}{N} \quad (9)$$

### C. Dimensionamento do Filtro LC

O filtro LC na saída do conversor SDR é dimensionado para uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento desse inversor, de forma a atenuar as componentes da comutação.

É sobre o capacitor  $C_f$  que se sintetiza a tensão a ser produzida pelo SDR. Por exemplo, se a compensação solicitada pelo controle for zero, a tensão  $V_t$  sobre o capacitor será mantida em zero. Logo, nenhuma corrente fluirá por ele, o que implica que toda a corrente da carga circulará pelo inversor.

A melhor situação de operação para o conversor SDR, do ponto de vista de perdas em seu inversor, ocorre quando se deve sintetizar uma indutância negativa,  $L_{sy}$ , cuja reatância na frequência de operação do inversor principal,  $f_s$ , se iguale à reatância do capacitor  $C_f$ . Nessa situação, a corrente e as perdas no inversor SDR são mínimas, pois praticamente toda corrente da carga circula pelo capacitor.

$$2\pi f_s L_{sy} = \frac{1}{2\pi f_s C_f} \quad (10)$$

O procedimento para determinar a capacitância do filtro considera a amplitude de variação da indutância de dispersão dos transformadores,  $\Delta L_d$ . Essa é a máxima indutância (negativa) que o conversor deve ser capaz de sintetizar. Fazendo  $L_{sy} = \Delta L_d$ , pode-se determinar o valor da capacitância:

$$C_f = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 \Delta L_d} \quad (11)$$

Como condição de operação, é necessário que a tensão CC que alimenta o inversor SDR seja maior do que o valor de pico da tensão  $V_t$  calculada por (12). Na condição de operação dada por (10), nenhuma corrente deve fluir pela ponte-H do conversor SDR, sendo assim, toda a corrente da carga flui pelo capacitor, configurando a situação de máxima tensão produzida.

$$V_{t\_pico} = \frac{\sqrt{2}(I_t + I_{DRS})}{2\pi f_s C_f} \quad (12)$$

onde  $I_t$  e  $I_{DRS}$  são os valores eficazes das correntes indicadas na Fig. 5.



Portanto, conhecendo a potência nominal do conjunto, conseqüentemente a corrente  $I_t$ , dadas as condições descritas anteriormente ( $I_{DRS}=0$ ), é possível estimar o valor da tensão no capacitor do conversor SDR

#### D. Equalização das Potências

Mantendo fixa a frequência de comutação do inversor, o controle de potência é feito por meio da alteração da frequência de ressonância série do circuito. Tal frequência é essencialmente determinada pela indutância série (dominada pela dispersão do transformador) e pela capacitância equivalente (associação da capacitância dos enrolamentos com a do dispositivo ozonizador). Isso é feito com a adição de uma indutância série, sintetizada pelo dispositivo SDR, que, ao se somar com a indutância de dispersão,  $L_d$ , altera a frequência de ressonância. Com isso, o ganho de tensão do transformador pode ser ajustado de acordo com o tipo de indutância (positiva ou negativa) sintetizada.

No caso da indutância sintetizada ser negativa, a indutância total do circuito diminui, com isso, ocorre o aumento da frequência de ressonância série, o que equivale a deslocar a curva de ganho para a direita (Figura 4). Considerando que se opere acima da frequência de ressonância série, nesta nova condição de operação o ganho de tensão aumenta.

Então para que seja realizado o controle de potência da célula com o SDR é necessário que  $L_{sy}$ , dado em (13), seja alterado de forma a sintetizar uma indutância desejada. A potência consumida é a variável utilizada na realimentação do controlador:

$$L_{sy} = G_{pw}(s)(P^* - P) \quad (13)$$

$L_{sy}$  é a indutância sintetizada,  $G_s(s)$  é um compensador PI, que tem em sua entrada a diferença entre  $P^*$ , que é o valor desejado de potência e  $P$ , que é o correspondente valor medido. Ao ser atingida a potência de referência a saída do PI se mantém constante e, conseqüentemente, a tensão sintetizada pelo conversor SDR, a qual, dinamicamente, tem um comportamento de uma indutância.

O cálculo da potência ativa é dado por:

$$P_{conj} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) \quad (14)$$

Onde,

$v(t)$  – Tensão aplicada no primário do transformador;

$i(t)$  – Corrente que circula no primário do transformador.

Foram implementados, tanto para simulação quanto para a experimentação, controladores digitais com anti-wind-up [14] no DSP TMS320F28335.

Principalmente devido à não linearidade de diversos elementos do sistema, não é imediata a obtenção de modelos no domínio da frequência, necessários para a realização do projeto dos controladores  $G_c(s)$ ,  $G_s(s)$  e  $G_{pw}(s)$ . Em [15] apresenta-se detalhadamente a modelagem do sistema, bem como o projeto do controlador de potência,  $G_{pw}(s)$ , o qual, nas simulações, mostrou ter o maior impacto na estabilidade global do sistema. Quanto aos controladores responsáveis pelo controle da saturação do transformador e pela regulação da tensão CC do conversor SDR, respectivamente  $G_c(s)$  e

$G_s(s)$ , estes foram ajustados nas simulações. A sistemática utilizada para o controlador  $G_{pw}(s)$  pode ser estendida para obtenção dos demais controladores.

## IV. RESULTADOS

As Figuras 7 a 11 mostram resultados de simulação computacional (PSIM) com o sistema operando os conversores SDR1 e SDR2 (Figura 1). A Figura 7 mostra a dinâmica do sistema o qual tem seus conversores sintetizando, a partir do instante de tempo 2 s, uma indutância positiva e, em seguida, a partir de 25 s, uma indutância negativa.

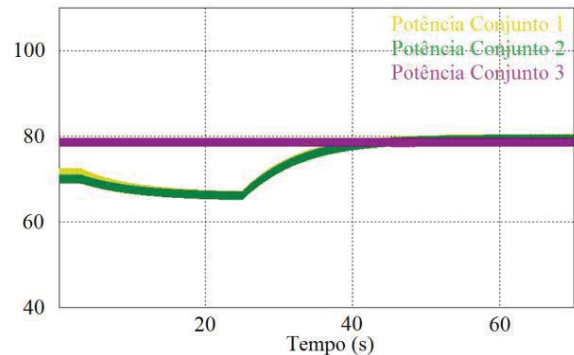


Fig. 7. Variação de potência dos conjuntos em simulação [W].

A potência do conjunto 3 se mantém constante, uma vez que este possui a maior frequência de ressonância série, o que implica em maior ganho de tensão comparado aos demais conjuntos. Este conjunto determina a frequência de operação do inversor principal. O controle de potência do conversor SDR3 é mantido inativo. As potências dos conjuntos 1 e 2 são alteradas seguindo a referência de potência dada aos controladores. Neste caso em específico, no intervalo de tempo entre 2 s e 25 s a referência de potência foi alterada para demonstrar a capacidade de síntese de indutância positiva e negativa do conversor.

A Figura 8 e a Figura 9 evidenciam o comportamento da tensão  $V_t$  e da corrente  $I_t$  nos terminais do conversor SDR 1, durante a variação da potência (Figura 7). Nestas figuras a corrente  $I_t$  foram multiplicadas por um fator de 10 para serem melhores visualizadas.

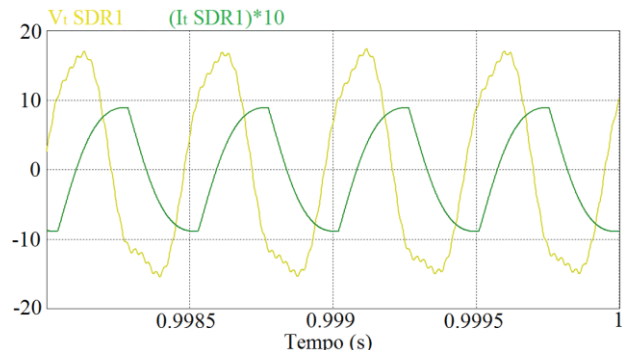


Fig. 8. Tensão  $V_t$  (amarelo) e corrente  $I_t$  (verde) durante síntese de indutância positiva em simulação.

Curvas semelhantes à apresentada para a tensão  $V_t$  e corrente  $I_t$  do conversor SDR 1 são encontradas também nos terminais do conversor SDR 2. Já para o conversor SDR 3,

como este foi definido como referência de potência para os demais conjuntos, apenas o controle da tensão do barramento CC fica ativo, de forma que resulta uma pequena tensão  $V_t$ , conforme visto na Figura 10.

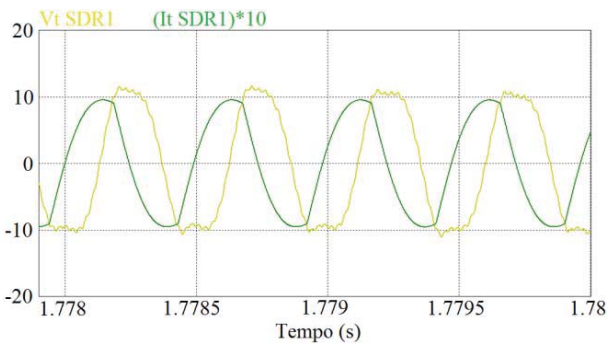


Fig. 9. Tensão  $V_t$  (amarelo) e corrente  $I_t$  (verde) durante síntese de indutância negativa em simulação.

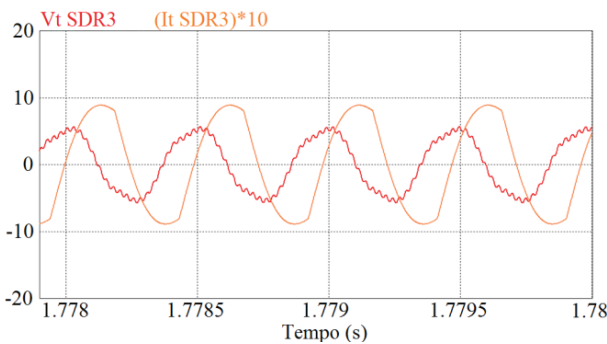


Fig. 10. Tensão  $V_t$  (vermelho) e corrente  $I_t$  (laranja) nos terminais do conversor SDR 3 em simulação.

Como a resistência a ser sintetizada pelo controlador de tensão para manter a tensão na referência é pequena, a tensão  $V_t^*$ , produzida nos terminais da ponte H do conversor SDR, antes do filtro LC de saída, será pequena, podendo ser aproximada a um curto-circuito. Com isso, a impedância vista pelo sistema nos terminais do conversor se aproxima do valor dado pelo paralelo entre a indutância  $L_f$  com a capacitância  $C_f$  resultando, nesse caso, na característica indutiva da tensão com relação à corrente visualizada na Figura 10.

A Figura 11 demonstra a eficácia do controle de tensão dos capacitores do barramento CC dos conversores SDR durante a síntese de indutâncias vista na Figura 7.

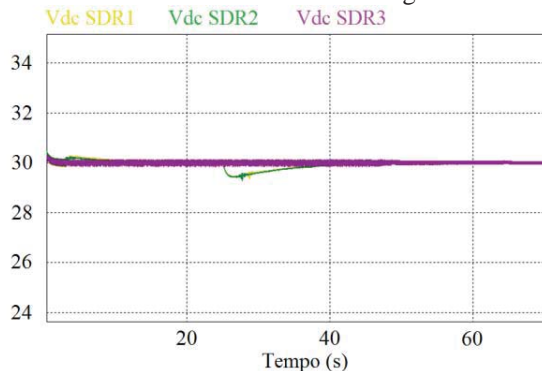


Fig. 11. Tensão nos barramentos CC dos conversores SDR em simulação.

### A. Resultados Experimentais

A Tabela III mostra as características dos componentes e parâmetros elétricos do protótipo experimental.

**Tabela III**  
**Parâmetros do sistema implementado**

Filtro LC de saída do SDR	$L_f = 209 \mu\text{H}$ (Núcleo Kool M $\mu^{\circ}$ 60 $\mu$ )
Frequência de corte 4,3kHz	$C_f = 6,54 \mu\text{F}$
Barramento CC conversor SDR	$C_{SDR} = 100 \mu\text{F}$
Tensão Barramento CC do inversor principal	$V_{inv} = 180 \text{ V}$ tensão contínua ( $V_{CArms} = 127 \text{ V}$ )
Tensão no conversor SDR	30 V
Frequências de chaveamento	<b>Inversor principal:</b> 2,04 kHz <b>Conversor SDR:</b> 40 kHz
Controlador PI da potência	$K_p = 5,04218629 \cdot 10^{-10}$ ; $K_f = 3,0 \cdot 10^{-6}$
Controlador PI da tensão	$K_p = 0,21$ ; $K_f = 0,12$
Controlador PI da saturação	$K_p = 0,022$ ; $K_f = 0,0062$

A Figura 12 mostra o comportamento do processo de equalização das potências. Nas figuras seguintes são registradas as correntes e tensões nos conversores SDR que atuam para ajustar as potências nas respectivas cargas, ambos apresentando um comportamento dominante de indutância negativa. A potência dissipada pelos conversores SDR no ponto em que as potências se equalizam estão mostrados na Tabela IV, obtidas com wattímetro digital de precisão (YOKOGAWA 760303 03). Nota-se que a potência processada pelos conversores SDR corresponde a pouco mais de 1% da potência entregue às cargas.

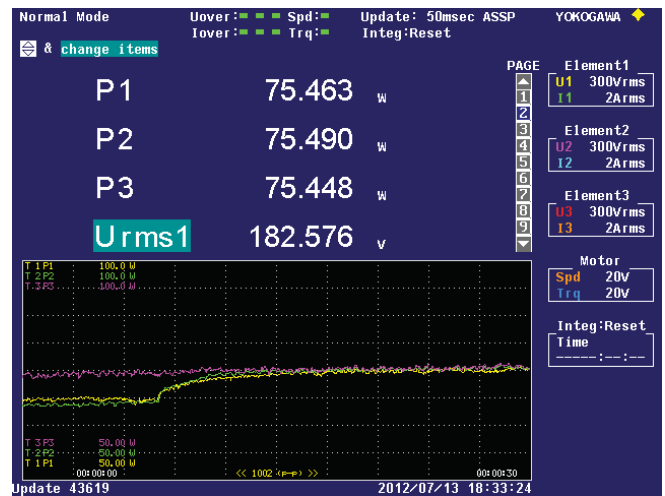


Fig. 12. Potência dos conjuntos depois do acionamento do controle de potência.

**TABELA IV**  
**Potência dissipada nos conversores SDR**

SDR	Potência [W]
1	0,693
2	0,792
3	1,146

### B. Variação da potência

Em algumas aplicações pode ser necessário o controle da quantidade de ozônio gerada, o que está correlacionado, de forma linear, com a variação da potência, conforme mostra a Figura 15, retirada e editada de [16].

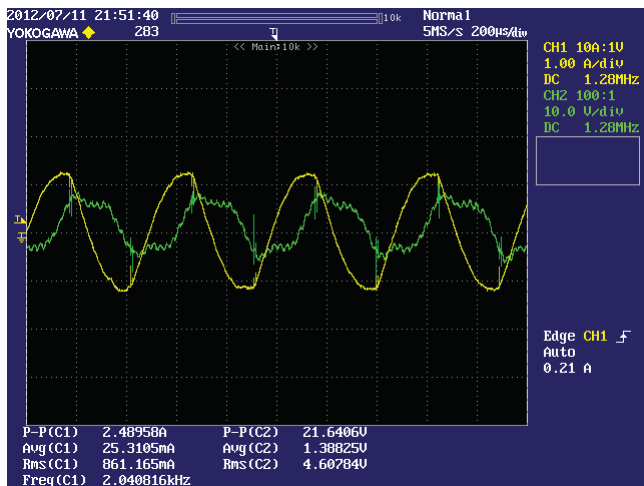


Fig. 13. Tensão  $V_i$  (verde) e corrente  $I_i$  (amarela) nos terminais do SDR 1.

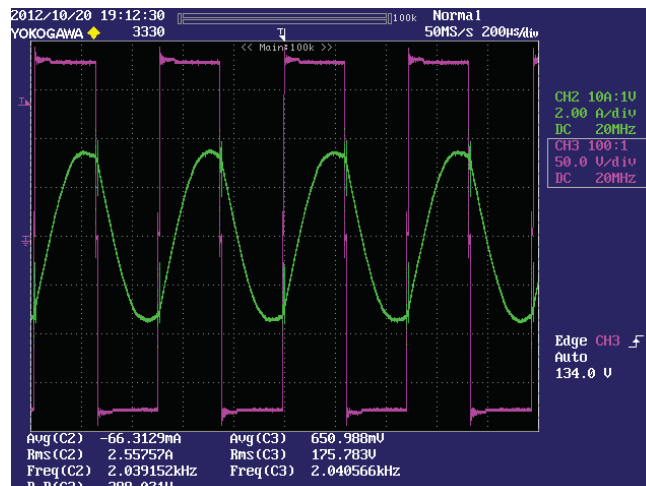


Fig. 16. Tensão (magenta) e corrente (verde) na carga (Valor eficaz 176 V).

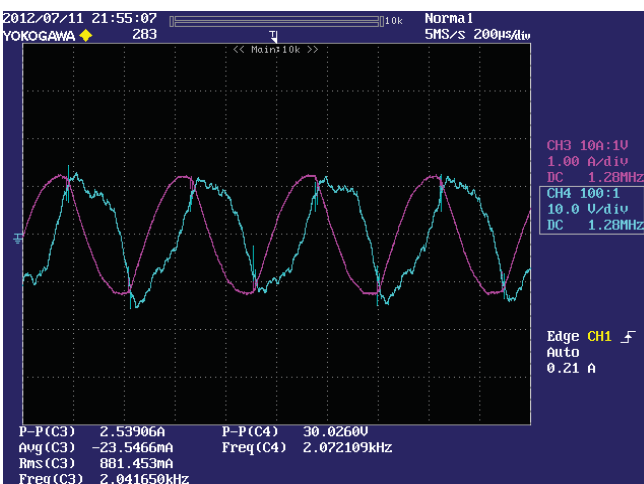


Fig. 14. Tensão  $V_i$  (azul) e corrente  $I_i$  (magenta) nos terminais do SDR 2.

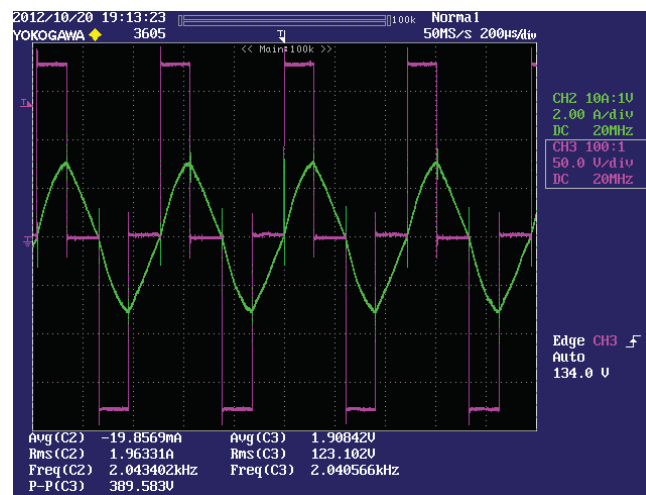


Fig. 17. Tensão (magenta) e corrente (verde) na carga (Valor eficaz 123 V).

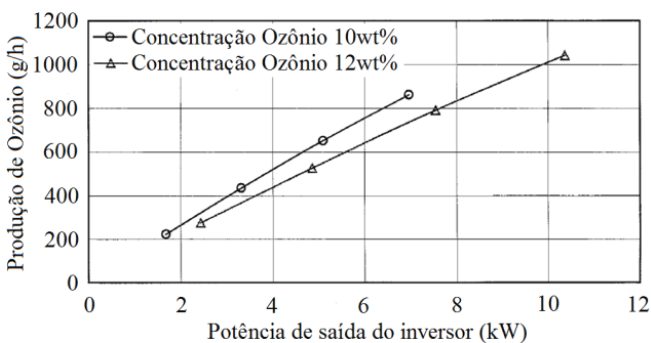


Fig. 15. Relação entre potência de saída do inversor e produção de ozônio [16].

Para possibilitar o ajuste na potência sobre a carga implementou-se uma estratégia de modulação PWM a 3 níveis que permite o ajuste do valor eficaz da tensão fornecida às cargas. As Figuras 16 e 17 apresentam formas de onda da tensão do inversor com três níveis, para diferentes valores eficazes da tensão, respectivamente de 176 V e 123 V. A variação da potência por meio da alteração da largura de pulso pode ser vista na Figura 18.

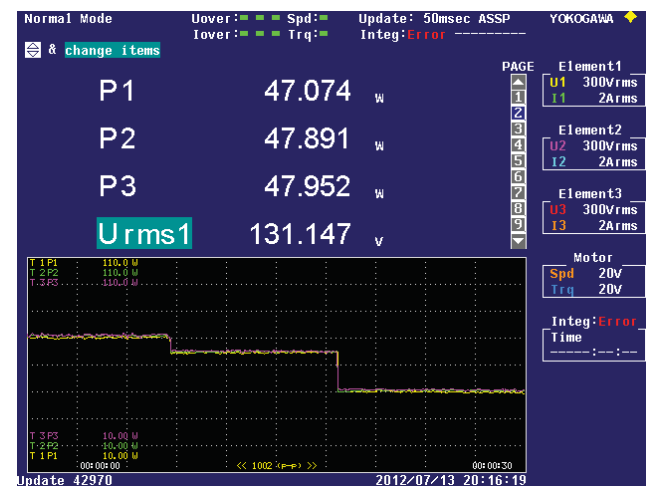


Fig. 18. Variação das potências dos conjuntos alterando a largura de pulso do inversor.

## V. CONCLUSÃO

A fim de obter uma distribuição igual de potência entre cargas ressonantes ligadas em paralelo e alimentadas por um inversor monofásico, este trabalho propôs a utilização de

conversores de síntese direta de reatância (SDR), conectados em série com a carga. O objetivo é corrigir desvios de parâmetros do circuito ressonante, de modo que a potência de cada ramo seja equalizada em torno de uma referência comum. O ajuste da sintonia é feito alterando a frequência de ressonâncias das cargas, por meio de um ajuste da indutância série do circuito, o que é feito pelo conversor SDR.

Simulações e resultados experimentais demonstram a capacidade do conversor SDR em sintetizar indutâncias, capacitâncias e resistências, positivas ou negativas, requisitadas pelos controles de potência, tensão e saturação.

As perdas associadas aos conversores SDR são muito pequenas devido à baixa tensão exigida nesses conversores e ao processamento parcial da corrente da carga.

As características de funcionamento visualizadas para o conversor SDR permitem seu uso em aplicações de alta potência com várias cargas ressonantes em paralelo, em que o custo associado ao conversor SDR é aceitável. A operação do inversor de alimentação com uma frequência de chaveamento pouco maior do que a frequência de ressonância série tem como vantagens a redução de perdas nos inversor devido a comutação suave das chaves sob tensão nula e um alto ganho de tensão.

Embora o desenvolvimento do sistema tenha sido focado na aplicação de geração de ozônio, a utilização da técnica apresentada não se limita a isto, podendo ser aplicada para a associação de outros tipos de cargas ressonantes.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro da CAPES, CNPq e Fapesp e também à Texas Instruments pela doação de DSPs. Agradecem ainda aos pesquisadores e colaboradores do LCEE, em especial Jakson Paulo Bonaldo, Edson Adriano Vendrusculo, Simone Buso e Giorgio Spiazzi, estes da Universidade de Pádua, pelas sugestões ao desenvolvimento da pesquisa.

#### REFERÊNCIAS

- [1] J. P. Bonaldo, *Conversores para Alimentação de Células Geradoras de Ozônio* Dissertação de Mestrado, FEEC – Unicamp, Brasil, Abril de 2010. Disponível em: <<http://cutter.unicamp.br/document/?code=000771010>>. Acesso em: 10 de ago. 2013.
- [2] G. S. Sperandio, *Fonte CA ressonante de alta tensão para ozonizadores*, Dissertação de Mestrado, FEEC – Unicamp, Brasil, Julho de 2007. Disponível em: <<http://libdigi.unicamp.br/document/?code=vtls000441465>>. Acesso em: 10 de ago. 2013.
- [3] G. S. Sperandio, J. A. Pomilio, High-Efficiency, High-Frequency Inverter for Silent Discharge Load, *Proc. of Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 895-890, 2007.
- [4] J. P. Bonaldo, J. A. Pomilio, E. A. Vendrusculo, Conversor Trifásico com Cargas Ressonantes para Geração de Ozônio, *Eletrônica de Potência*, Vol.16, no. 1, Fevereiro de 2011, pp. 76-84.
- [5] J. P. Bonaldo and J. A. Pomilio, Control Strategies for High Frequency Voltage Source Converter for Ozone Generation, *Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, ISIE 2010, Bari, Itália, 4 a 7 de julho de 2010, pp; 754-760.
- [6] J. P. Bonaldo, J. A. Pomilio, “Spectral Analysis of Square-wave Pulse Density Modulation: an Analytical Approach”, *International Journal of Engineering Research and Applications*, Vol. 3, Issue 2, March-April 2013, pp. 385-391
- [7] D. T. Rodrigues, J. A. Pomilio, J. P. Bonaldo, G. Spiazzi, S. Buso, *Parameter Equalization for Multiple Paralleled Loads Fed by Resonant High-Voltage Supply applied to Ozone Generator*, *Proc. of Power Electronics South America/PCIM*, São Paulo, Sept. 11-13, 2012.
- [8] L. A. Silva, *Síntese de Indutância Negativa para Aplicação série em Redes de Energia Elétrica*, Tese de Doutorado, FEEC – Unicamp, Brasil, Março de 2007. Disponível em: <<http://libdigi.unicamp.br/document/?code=vtls000424470>>. Acesso em: 10 de ago. 2013.
- [9] T. E. Nuñez-Zuñiga, *Síntese e Aplicações de Indutâncias Negativas*, Tese de Doutorado, FEEC–Unicamp, Brasil. Dezembro de 2002. Disponível em: <<http://libdigi.unicamp.br/document/?code=vtls000284901>>. Acesso em: 10 de ago. 2013.
- [10] T. E. Nuñez-Zuñiga and J. A. Pomilio, Techniques for Power Negative Inductance Synthesis and its Applications, *Proc. of 7th Brazilian Power Electronics Conference*, Fortaleza-CE, Brazil, pp. 536-541, September 21 to 24, 2003.
- [11] H. Funato and A. Kawamura, “Realization of negative inductance using variable active-passive reactance (VAPAR)”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, Jul. 1997, pp. 589-596.
- [12] D. C. Hamil and M. Tavakoli Bina, The Bootstrap Variable Inductance: A New FACTS Control Element, *Proc. of 30<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, PESC 99, Vol. 2, pp. 619-625, 1999.
- [13] S. W. Smith. *The Scientist & Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*, California Technical Publishing, 1997. Disponível em: <<http://www.dspguide.com/>>. Acesso em: 10 de ago. 2013.
- [14] P. Mattavelli and S. Buso. *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool Publishers, 1<sup>st</sup> ed., USA, 2006.
- [15] D. T. Rodrigues, “Equalização da potência de cargas ressonantes de alta tensão alimentadas em paralelo, por meio de compensação eletrônica de parâmetros” Dissertação de Mestrado, FEEC, Universidade Estadual de Campinas – Unicamp, Brasil. Maio de 2012. Disponível em: <<http://www.bibliotecadigital.unicamp.br/document/?code=000881723>>. Acesso em: 10 de ago. 2013
- [16] O. Koudriavtsev, S. Wang, Y. Konishi, and M. Nakaoka, “A novel pulse-density-modulated high-frequency inverter for silent-discharge-type ozonizer”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, March/April 2002.



## DADOS BIOGRÁFICOS

**Diego Tardivo Rodrigues** é engenheiro eletricista graduado pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (2010) com mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (2012). Suas áreas de pesquisa são eletrônica de potência, geração distribuída, controle e automação de processos industriais.

**José Antenor Pomilio** é engenheiro eletricista, mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas. De 1988 a 1991 foi chefe do grupo de eletrônica de potência do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron.

Realizou estágios de pós-doutoramento junto à Universidade de Pádua e à Terceira Universidade de Roma, ambas na Itália. Foi presidente e membro da diretoria em diversas gestões da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência – SOBRAEP, foi membro do comitê administrativo da IEEE Power Electronics Society durante quatro anos e membro eleito do Conselho Superior da Sociedade Brasileira de Automática. É editor associado da Transactions on Power Electronics (IEEE), tendo sido editor da revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP). É professor da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp desde 1984. Suas áreas de pesquisa são eletrônica de potência e qualidade de energia elétrica.