

# INTRODUÇÃO ÀS TÉCNICAS DE SÍNTESE E APLICAÇÕES DE INDUTÂNCIAS NEGATIVAS

Teresa Esther Nuñez-Zuñiga  
Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica  
Universidade Nacional de Ingeniería  
Lima – Peru  
tnunezz@uni.edu.pe

José Antenor Pomilio  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação  
Universidade Estadual de Campinas  
Campinas – Brasil  
antenor@dsce.fee.unicamp.br

**Resumo** - Este trabalho apresenta métodos para a síntese de indutâncias negativas, bem como algumas aplicações e estudos de estabilidade. Este comportamento não-natural é analisado com base em modelagem matemática, simulações e resultados experimentais. São apresentados métodos já descritos na literatura, como o VAPAR e o BVI, bem como uma nova metodologia, a SDR, que apresenta vantagens em aplicações em que a indutância negativa é inserida em série em um circuito elétrico. Todos os três métodos utilizam conversores CC-CA para realizar a síntese da tensão exigida. As aplicações estudadas são a correção do fator de potência, a regulação de tensão e a compensação de linhas de transmissão.

**Palavras-Chave** - FACTS, Fator de potência, Harmônicas, Indutância negativa, Inversor PWM, Qualidade da energia elétrica.

## INTRODUCTION TO THE NEGATIVE INDUCTANCE SYNTHESIS TECHNIQUES AND APPLICATIONS

**Abstract** - This article presents some methods for generating negative inductance, as well as possible applications and stability analysis. Such non-natural behavior is analyzed based on mathematical modeling, circuit simulations and experimental results. Previously presented synthesis methods, named VAPAR and BVI are described and a new strategy, called SDR is introduced. The SDR method is useful when the negative inductance is series connected to an electrical circuit. All the methods use a DC-AC converter for synthesizing the necessary voltage. The applications include power factor correction, voltage regulation and transmission line compensation.

**Keywords** - FACTS, Harmonics, Negative inductance, Power factor, Power quality, PWM inverter.

### I. INTRODUÇÃO

A capacidade da modulação por largura de pulso (PWM - Pulse Width Modulation) produzir sinais de tensão ou de corrente de quaisquer formas por meio de conversores CC-

CA é explorada em diversas aplicações como nos filtros ativos de potência, nos inversores para aplicação como fonte de alimentação ininterrupta ou no acionamento de motores de corrente alternada.

Em cada uma destas aplicações é estabelecida uma estratégia de controle que determina um sinal de referência para o modulador. O grau de distorção da grandeza (tensão ou corrente) sintetizada pelo conversor de potência, em relação ao sinal de referência, depende da frequência de comutação do conversor e do filtro de saída utilizado.

O sinal PWM é rico em componentes espectrais em valores múltiplos da frequência de comutação. Tais componentes devem ser devidamente atenuadas pelo filtro de saída. Este filtro, no entanto, não deve introduzir atenuação de amplitude ou mudança de fase na banda espectral em que se situa o sinal de referência.

A título de exemplo, sabe-se que com o emprego de um filtro de segunda ordem e alocando-se a frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação do inversor, é possível obter uma atenuação de 40dB das componentes nas vizinhanças da frequência de comutação em relação ao valor original.

Por outro lado, as componentes espectrais do sinal de referência serão reproduzidas praticamente sem atenuação até a frequência de corte do filtro, embora já possa ocorrer algum erro de fase ao se aproximar desta frequência. Caso o sinal de referência possua componentes espectrais acima da frequência de corte do filtro estas serão sofrerão maior alteração, tanto em módulo quanto em fase.

Se tomarmos como exemplo um filtro ativo em derivação, cujo objetivo é sintetizar correntes [1–3], utilizando um inversor tipo fonte de tensão, o sistema necessariamente opera em malha fechada, de modo a se garantir a síntese da corrente desejada. Já um inversor tipo fonte de corrente poderia operar em malha aberta, o que simplifica a implementação do sistema. No entanto, devido às maiores perdas destes inversores (associadas ao elemento indutivo de acúmulo de energia no lado CC do inversor), esta não é uma solução tecnicamente interessante.

Em aplicações nas quais o objetivo é a síntese de tensão, em princípio pode-se utilizar inversores de acúmulo capacitivo operando em malha aberta, pois o conversor deve reproduzir em sua saída o próprio sinal utilizado como referência. Existem efeitos secundários que podem fazer com que isto não ocorra exatamente desta maneira como, por exemplo, as limitações impostas pela impedância do filtro passivo de saída, os efeitos distorcivos produzidos por cargas não lineares, as distorções do inversor, principalmente decorrentes da introdução de tempos mortos na comutação. O quanto estas limitações exigem um refinamento do sistema

Artigo Submetido em 13/11/2002. Primeira Revisão em 14/05/2003. Segunda Revisão em 30/09/2003. Aceito sob recomendação do Editor Prof. Domingos Sávio Lyrio Simonetti.

de controle depende do grau de exatidão que uma dada aplicação exige na síntese de uma tensão.

Este trabalho apresenta o emprego de inversores para a síntese de tensões cujo objetivo é fazer com que a relação entre a tensão e a corrente nos terminais de saída caracterize um comportamento indutivo, ou seja, a tensão deve ser proporcional à derivada da corrente. Mais do que isso, é apresentada e discutida a síntese de indutâncias negativas.

Apresenta-se uma nova estratégia para tal síntese, a qual mostra-se adequada para aplicações em que a indutância negativa deva ser conectada em série em um circuito elétrico.

São identificadas algumas aplicações, mostrando-se algumas vantagens em relação ao uso de compensação capacitiva.

## II. SÍNTESE DE INDUTÂNCIAS NEGATIVAS

A literatura apresenta duas maneiras de sintetizar o comportamento de dipolos por meio de inversores. O VAPAR (Variable Active-Passive Reactance) [4] foi inicialmente apresentado como uma alternativa para a síntese de indutâncias e capacitâncias de valor elevado, podendo substituir com vantagens os elementos físicos (capacitores e indutores). Posteriormente foi identificada sua capacidade de síntese de dipolos não naturais, tal como uma indutância negativa [5-8], ou de indutâncias acopladas com anti-mútuas [9]. O princípio de funcionamento do VAPAR está ilustrado na figura 1. Observa-se que se realiza a síntese de uma corrente cuja forma segue a integral da tensão em seus terminais. Por ser usado um inversor fonte de tensão é necessária a operação em malha fechada para se obter a forma desejada da corrente. Este funcionamento realimentado coloca restrições de estabilidade de operação, principalmente quando se inserem filtros passivos na saída do inversor com a finalidade de limitar os efeitos da comutação.

Uma segunda alternativa, denominada BVI (Bootstrap Variable Inductance) [10] utiliza um princípio conhecido na eletrônica analógica como *bootstrapping*. Conforme mostra a figura 2, o objetivo é controlar a tensão aplicada em um dos terminais de um dipolo padrão. A tensão controlada reproduz a tensão no ponto de conexão com o circuito, mas com valor determinado pelo ganho  $G$ . Ajustando este ganho pode-se controlar a corrente que circula pelo dispositivo. Quando  $G$  é nulo, o circuito “vê” uma indutância de valor  $L_a$ . Quando o ganho for unitário, a corrente é nula, o que reflete para o circuito uma indutância infinita. Se o ganho for maior do que a unidade há uma inversão no sentido da corrente, refletindo para o circuito uma indutância negativa. Na prática, a síntese da tensão é feita por meio de um inversor com um adequado filtro de saída. Com o uso de um ganho real, para a síntese de outros dipolos, o BVI necessita de um padrão adequado, não sendo possível alterar o tipo de dipolo sintetizado. Embora este aspecto não tenha sido explorado pelos autores, caso o ganho, por ação do controle, assumia valores complexos, pode-se alterar a característica do dipolo sintetizado.

Em relação ao VAPAR, a vantagem do BVI é sua operação em malha aberta. Sua aplicação é conveniente em derivação [11]. Em aplicações em que o dispositivo deve ser

colocado em série com o circuito, a impossibilidade de sintetizar um dipolo de valor nulo é uma séria restrição.

O terceiro método, desenvolvido pelos autores, é a Síntese Direta de Reatâncias (SDR) [12]. Esta técnica opera resolvendo diretamente a equação do dipolo que se deseja sintetizar. Assim, uma indutância negativa é sintetizada medindo-se a corrente e determinando sua derivada. O sinal resultante, com polaridade invertida, é usado como referência para o modulador PWM que comanda o inversor. Sua aplicação preferencial é em série. Para seu uso em derivação é necessária a introdução de uma malha de corrente, fazendo o SDR similar ao VAPAR.

Com o uso de um inversor tipo fonte de corrente seria possível uma aplicação em derivação, em malha aberta. A figura 3 mostra o princípio de funcionamento do SDR. Este dispositivo é capaz de sintetizar qualquer tipo de dipolo, desde que o se faça a escolha do sinal de referência.

Aplicações trifásicas dos três tipos de conversores são possíveis. O barramento CC pode conter uma fonte de alimentação ou apenas um capacitor. Neste último caso o controle deve prever alguma estratégia que permita regular esta tensão.

Cuidados importantes devem ser tomados para a garantia da adequada redução das componentes devidas à comutação do inversor, especialmente no SDR, pois neste dispositivo, para a síntese de uma indutância, deve-se determinar a derivada da corrente. Se esta não estiver adequadamente filtrada tem-se o risco de instabilizar o sistema devido à amplificação de tais componentes. A ressonância introduzida pelo filtro de saída também deve ser adequadamente limitada, seja com o amortecimento do filtro (viável em aplicações de baixa potência, devido às perdas introduzidas), seja por um controle em malha fechada da tensão sintetizada.

Aplicações em alta potência exigem componentes semicondutores mais lentos, o que limita a frequência de comutação e coloca dificuldades adicionais para o projeto do filtro passivo.

Tais restrições, embora conhecidas, não serão abordadas neste artigo, uma vez que o objetivo é o de apresentar os métodos de síntese e as aplicações de indutâncias negativas, buscando divulgar esta técnica e abrir fronteiras de pesquisas.

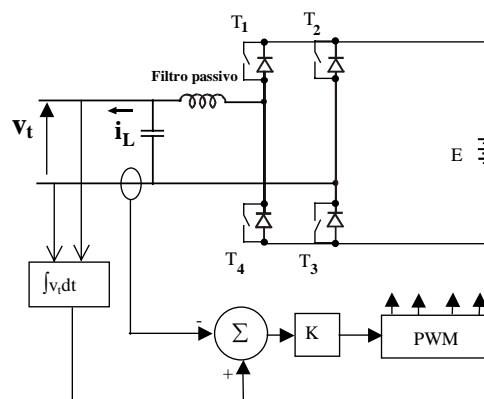


Fig. 1. Princípio de funcionamento do VAPAR

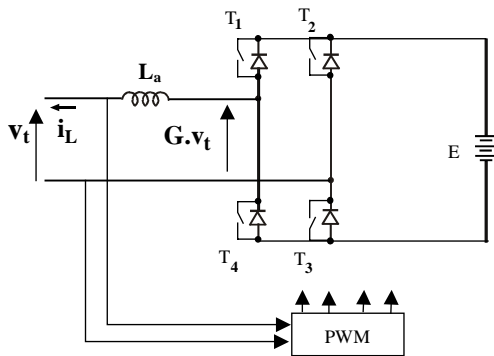


Fig. 2. Princípio de funcionamento do BVI.

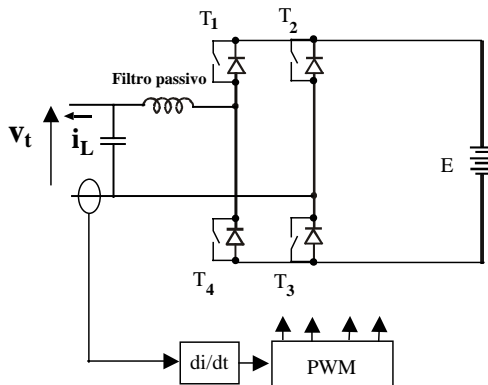


Fig. 3. Princípio de funcionamento do SDR

### III. APLICAÇÕES DE INDUTÂNCIAS NEGATIVAS

A apresentação destas aplicações não pretende ser exaustiva, mas apenas indicar algumas situações em que o emprego de conversores sintetizando indutâncias negativas pode ser vantajoso em relação ao uso de capacitâncias.

De fato, em regime permanente senoidal, uma capacitância e uma indutância negativa podem apresentar o mesmo comportamento. Obviamente o comportamento em regime transitório é diverso. É precisamente esta diferenciação que pode tornar interessante o uso de indutâncias negativas.

#### A. Correção de fator de potência

O circuito da figura 4 mostra uma fonte de alimentação senoidal. Esta fonte alimenta uma carga resistiva e outra indutiva. A compensação plena do fator de potência exige que a potência reativa associada à carga indutiva seja fornecida localmente, de modo que pela fonte circule apenas a parcela de potência ativa.

Para uma indutância de 30 mH, esta compensação pode ser realizada por uma capacitância de 234  $\mu$ F, tendo a fonte uma frequência de 60 Hz. Alternativamente, o mesmo resultado, em regime permanente, seria obtido com o uso de uma indutância de -30 mH no lugar da capacitância.

Resultados muito diferentes ocorrem, no entanto, se a fonte apresentar alguma distorção harmônica, como ilustra a figura 5, em que há a presença da quinta harmônica com uma amplitude de 5% da fundamental. No primeiro caso, sem compensação, nota-se que a corrente se encontra atrasada em relação à tensão, como se espera de um circuito indutivo. Quando se faz a compensação com capacitor tem-se uma

amplificação da componente harmônica presente na tensão. Embora o fator de deslocamento seja unitário, o fator de potência é 0,97 devido à distorção da corrente que, neste exemplo, apresenta uma taxa de distorção harmônica de 25%. A amplificação das componentes harmônicas, que se acentuam com o aumento da ordem, pode levar a importantes problemas como o superaquecimento do capacitor e dos condutores, o acionamento indevido de proteções, etc.

Fazendo a compensação com uma indutância negativa, obtém-se um fator de potência unitário, como se vê no último caso.

Enquanto para uma fonte ideal os resultados seriam idênticos, na presença de uma pequena distorção na tensão (que é muito comum na rede elétrica), a superioridade da compensação com indutância negativa é evidente. Um circuito de controle para esta implementação poderia ser muito simples, aplicando-se ao BVI um ajuste do ganho determinado por um controlador tipo proporcional-integral, que teria em sua entrada um sinal de erro de fase entre a tensão e a corrente.

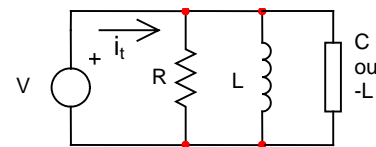


Fig. 4. Circuito para análise de compensação do fator de potência.

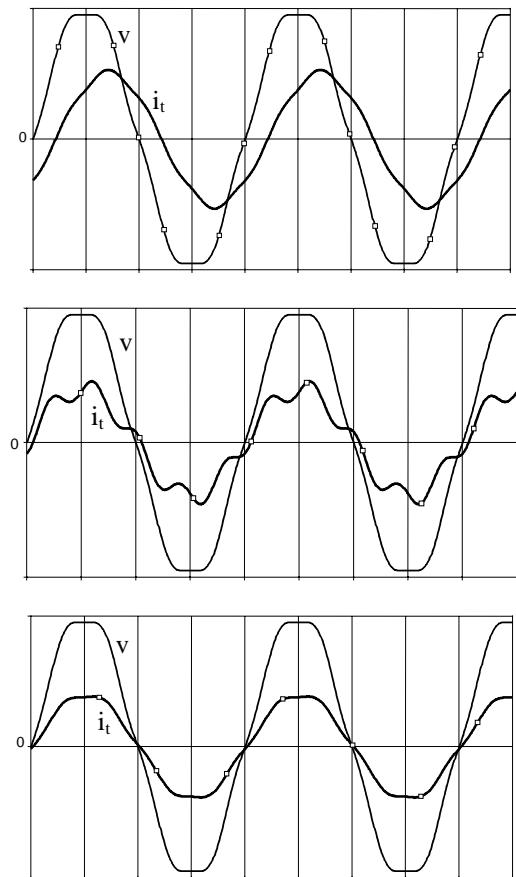


Fig. 5. Formas de onda da tensão e da corrente pela fonte: De cima para baixo: Sem compensação; Com compensação capacitiva; Com compensação por indutância negativa.  $R=10\Omega$ ,  $L=30\text{mH}$ ,  $C=234\mu\text{F}$ .

Um compensador baseado em indutância negativa não tem capacidade de compensar distorções na corrente produzidas por cargas não lineares, como faz um filtro ativo. Seu uso se daria em sistemas em que a distorção da corrente é relativamente baixa, como normalmente ocorre no nível de distribuição na rede elétrica.

### B. Regulação de Tensão

O circuito da figura 6 mostra uma fonte de alimentação senoidal, associada em série a um circuito RL, que representa o equivalente Thevenin da impedância de saída da fonte e que determina a característica de regulação da mesma. O BVI pode ser usado para regular a tensão da carga, compensando a queda de tensão nesta impedância série, como mostra a figura 7. Após um acréscimo de carga e a conseqüente diminuição da tensão, o circuito de controle detecta tal redução e ajusta o ganho do BVI de modo a restabelecer a tensão no valor de referência. O BVI passa de uma atuação como indutância positiva para indutância negativa, como se pode verificar pela alteração da defasagem entre tensão e corrente.

A figura 8 mostra o efeito da ocorrência de um degrau na tensão da fonte quando se tem compensação capacitiva ou com indutância negativa.

Note-se que com capacitor existe uma oscilação decorrente da ressonância entre a capacitância e a indutância da fonte. Com a indutância negativa isto não ocorre, pois a resposta do sistema continua a ser a de um circuito de primeira ordem.

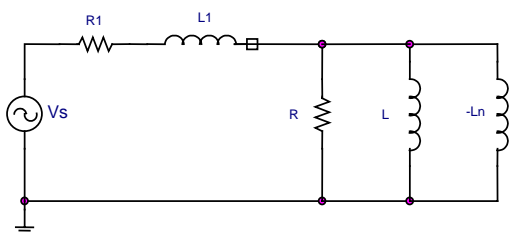


Fig. 6. Circuito para análise de regulação de tensão.

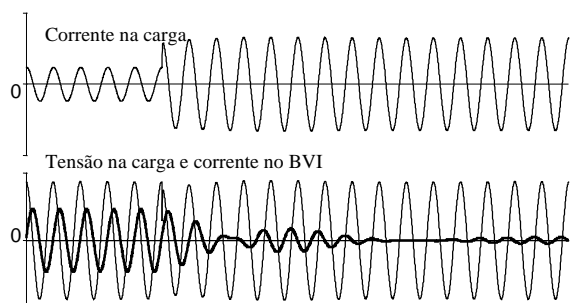


Fig. 7. Ação de conversor BVI para regulação de tensão.

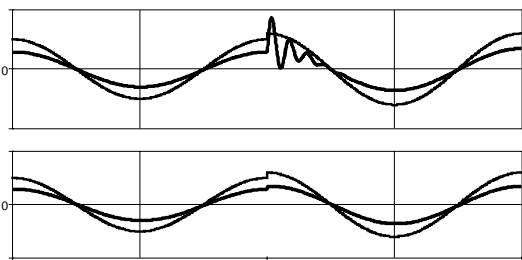


Fig. 8. Resposta a um degrau de tensão: acima, compensação capacitiva; abaixo, compensação por indutância negativa.

### C. Compensação série de linha de transmissão

A figura 9 mostra um circuito no qual um conversor para síntese direta de reatâncias – SDR - pode ser empregado para compensar a parcela indutiva de uma linha de transmissão.

No caso ilustrado há um fluxo de potência entre a fonte Vs e a fonte Vr, cujas tensões apresentam o mesmo valor eficaz mas não estão em fase.

Este tipo de compensação seria útil, por exemplo, para fazer um ajuste de defasagem entre linhas de características distintas antes de realizar uma conexão em anel. Poderia ainda ser usado para regular o fluxo de potência por uma linha, uma vez que permite controlar o valor da impedância série da mesma. Adicionalmente, dentro da faixa de resposta do sistema, tem-se uma atenuação de eventuais componentes harmônicas, dado que a reatância indutiva aumenta com a frequência.

A figura 10 permite uma comparação do comportamento de uma compensação série usando capacitância ou uma indutância negativa.

Novamente no caso capacitivo tem-se uma resposta oscilatória, pois o sistema passa a ter um comportamento de segunda ordem, o que não ocorre com a compensação por indutância negativa. Em ambos os casos a compensação realizada foi de 50% da reatância da linha.

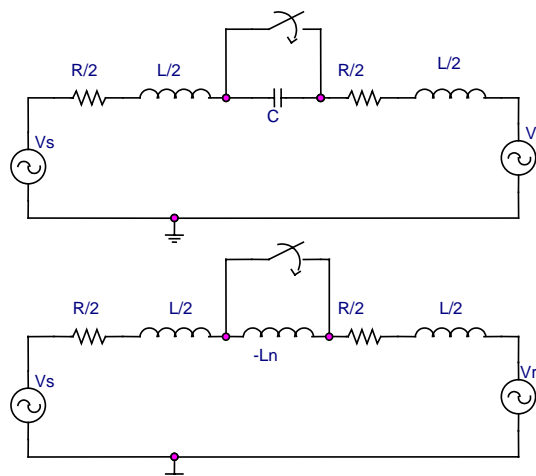


Fig. 9. Circuito para estudo de compensação série em uma linha de transmissão.

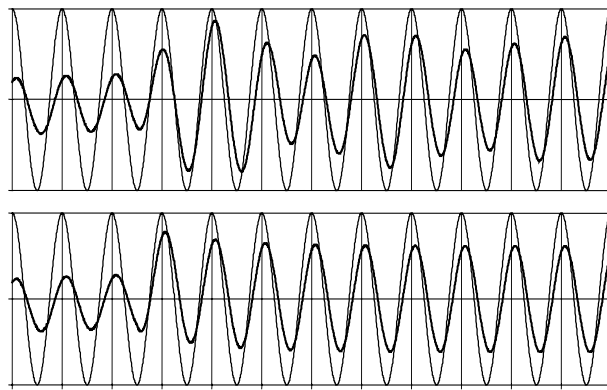


Fig. 10. Formas de onda da tensão e da corrente na fonte Vs: acima, com compensação capacitiva; abaixo, com compensação por indutância negativa.

#### IV. ESTABILIDADE DE CIRCUITOS COM INDUTÂNCIA NEGATIVA

O emprego de dispositivos que apresentam um comportamento dinâmico de indutância negativa coloca novas questões para o estudo de estabilidade de circuitos elétricos. Esta seção estudará a estabilidade de alguns circuitos simples, como os indicados nas aplicações anteriormente descritas. Note-se que a análise de estabilidade não se refere à inclusão de eventuais malhas de controle do conversor de potência. Os estudos tomam como base a equação característica do sistema, analisando o comportamento de suas raízes. A existência de raiz com parte real positiva indica a instabilidade do sistema.

##### A. Compensação série

Considerando o circuito da figura 9, fazendo  $V_T=0$ , a função de transferência entre a corrente da fonte e sua tensão é:

$$G(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1}{R + sL - sLn} \quad (1)$$

A raiz da equação característica é:

$$s = \frac{-R}{L - Ln} \quad (2)$$

a qual será positiva se  $Ln > L$ , Ou seja, para garantir a estabilidade, a indutância negativa não pode suplantar a indutância positiva em uma malha.

##### B. Compensação em derivação com fonte ideal

Considere-se o circuito mostrado na figura 4 com a presença de uma indutância negativa. A função de transferência entre a corrente da fonte e sua tensão é:

$$G(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{s\{sLLn - R(L - Ln)\}}{s^2LLnR} \quad (3)$$

O sistema apresenta um cancelamento de um pólo com um zero na origem, permanecendo outro pólo na origem e um zero que, a depender do valor da indutância negativa, pode estar no semi-plano direito. Tal comportamento de fase não-mínima existirá se  $L > Ln$ .

Em regime permanente senoidal, tanto a corrente pela fonte quanto as parcelas que passam pelos indutores podem apresentar um nível CC. Este nível CC tende a desaparecer na indutância positiva caso exista uma resistência em série (o que normalmente ocorre, devido ao enrolamento). Na indutância negativa deve haver alguma ação de controle que permita eliminar este nível CC.

##### C. Compensação em derivação com fonte não ideal

Considere-se o circuito mostrado na figura 6. A equação característica deste sistema é:

$$s^3 + s^2 \left[ R \left( \frac{1}{L} - \frac{1}{Ln} \right) + \frac{R_1 + R}{L_1} \right] + s \left[ \frac{RR_1}{LL_1} - \frac{RR_1}{LLn} \right] = 0 \quad (4)$$

A análise das raízes da equação característica indica que o sistema é estável se a indutância negativa apresentar maior valor absoluto do que a indutância positiva. Outra situação estável é quando o valor absoluto da indutância negativa for menor do que o resultado da associação em paralelo das indutâncias positivas. Normalmente a indutância em série com a fonte apresenta valor reduzido, de maneira que esta segunda hipótese não apresenta interesse prático de aplicação.

##### D. Compensação de circuito RL série

Considere-se o circuito mostrado na figura 11, no qual uma fonte não ideal alimenta um ramo RL série, que deve ser compensado por uma indutância negativa.

A equação característica é:

$$s^2 + s \left[ \frac{R + R_1}{L} - \frac{R_1}{Ln} \right] - \frac{RR_1}{LLn} = 0 \quad (5)$$

A análise das raízes da equação característica indica que uma delas sempre apresenta parte real positiva, implicando na instabilidade do sistema para qualquer valor de indutância negativa.

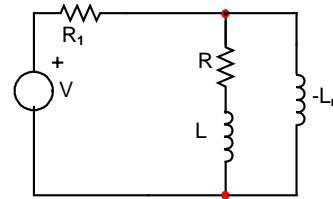


Fig. 11. Circuito com ramo RL série.

##### E. Efeito estabilizante da resistência negativa

Considere que o dipolo utilizado no conversor BVI, além de um comportamento indutivo, também apresente uma resistência em série. Um ganho superior à unidade faz com que se reflita para o circuito uma resistência negativa em série com uma indutância negativa.

Refazendo a análise da estabilidade do caso anterior, adicionando uma resistência ( $-R_n$ ) em série com a indutância negativa, a equação característica será:

$$s^2 + s \left[ \frac{R_n - R_1}{Ln} + \frac{R + R_1}{L} \right] + \frac{R_n(R + R_1) - RR_1}{LLn} = 0 \quad (6)$$

Verifica-se que o sistema se torna estável para qualquer valor de indutância negativa, desde que o valor da resistência negativa seja maior do que a associação em paralelo de R com  $R_1$ .

A presença desta componente resistiva negativa confere a capacidade de, naturalmente, anular o nível CC da corrente pela indutância negativa, de acordo com a constante de tempo determinada pela indutância e resistência.

A inclusão de uma resistência negativa em série com a indutância negativa resulta num aumento da faixa de estabilidade de todos os circuitos em que a indutância negativa está colocada em derivação, possibilitando efeitos de sobre-compensação, ou seja, tendo uma indutância negativa com valor absoluto menor do que o da indutância positiva.

Sob um outro ponto de vista, uma resistência negativa equivale à necessidade de entrega de potência ao sistema, ou seja, é preciso que no barramento CC do inversor exista uma fonte. Em situações em que a presença da resistência negativa não é necessária, os conversores podem operar apenas com um capacitor no lado CC.

Muitas outras topologias de circuitos podem ser estudadas e, para cada aplicação de indutância negativa deve ser feita uma análise particular.

Adicionalmente, ao ser inserida alguma malha de controle específica, a questão da estabilidade global também deve ser devidamente estudada.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de verificar experimentalmente o comportamento do BVI e do SDR, foi implementado um sistema experimental composto por um DSP (ADMC401) [13], no qual foram programados os controles necessários à realização dos conversores, assim como rotinas de modulação vetorial para o comando do inversor.

Os resultados foram colhidos em baixa tensão (até 30 V) com o objetivo de verificar a capacidade dos conversores e dos métodos de síntese realizarem os comportamentos previstos teoricamente. O inversor opera em 10 kHz.

O filtro de saída do inversor apresenta a estrutura mostrada na figura 12. Um filtro de quarta ordem permite, para uma dada atenuação desejada na frequência de comutação do inversor, usar componentes de menor valor e aumentar a frequência de corte. Com isso amplia-se a faixa de resposta do sistema. O amortecimento é necessário para evitar que na ocorrência de perturbações transitórias (como um degrau de carga) as ressonâncias do filtro sejam excitadas, manifestando-se na tensão e na corrente. Uma vez que no BVI se toma a tensão como referência, enquanto no SDR é a corrente que deve ser medida, isto provocaria uma realimentação de tais componentes, podendo comprometer a estabilidade do sistema. Os valores utilizados levam a uma frequência de corte de 5 kHz e uma atenuação de 35 dB na frequência de comutação, com uma faixa de reposta suficientemente plana, tanto em ganho quando em fase até cerca de 1 kHz.

A eliminação do amortecimento passivo pode ser feita desde que se use um controle da tensão sintetizada em malha fechada. Isto implica, no entanto, em outros estudos de estabilidade.

Um filtro com estrutura mais simples (segunda ordem) não se mostrou adequado pois, para obter a atenuação desejada, exigiu um aumento da indutância para 11 mH, o que comprometeu o funcionamento do sistema operando como BVI, devido ao elevado valor da reatância série. Neste caso, devido aos tempos mortos do inversor, e como o BVI opera em malha aberta, houve uma significativa deformação das formas de onda produzidas.

A soma das indutâncias representa o dipolo modelo para o BVI, já que os ramos capacitivos praticamente não têm influência em baixa frequência.

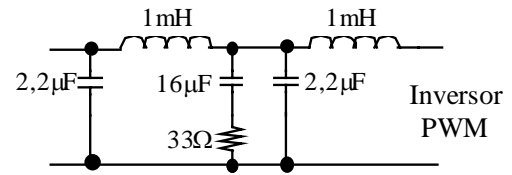


Fig. 12. Filtro de saída usado no BVI e no SDR.

As grandezas são medidas por sensores Hall, e aplicadas aos conversores analógico-digitais do DSP. Internamente ao DSP os sinais passam por filtros passa-baixas, com frequência de corte de 1 kHz. Isto atenua ainda mais os resíduos das componentes de comutação do inversor e de eventuais excitações da ressonância do filtro. Com isso a banda passante do sistema fica limitada a cerca de 500 Hz, faixa na qual o sistema é capaz de reproduzir adequadamente um sinal de referência.

A figura 13 mostra o resultado da compensação do fator de potência em um circuito como o da figura 4, com os seguintes componentes:  $R=11 \Omega$ ,  $L=36 \text{ mH}$ . Note-se que a corrente pelo BVI está adiantada em relação à tensão de referência, caracterizando a síntese da indutância negativa.

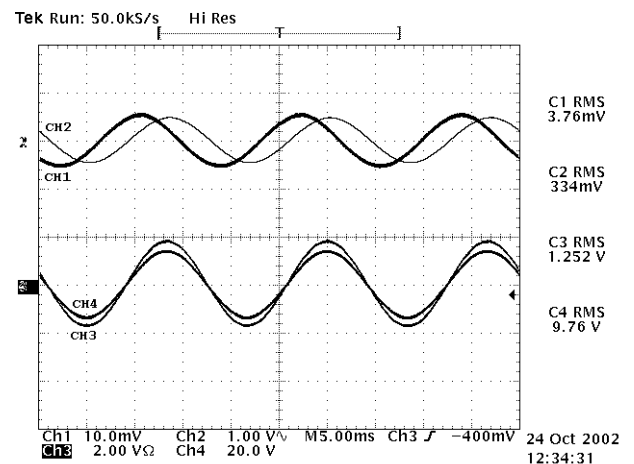


Fig. 13. Compensação de fator de potência com BVI.

CH1: Corrente pelo BVI (2 A/div.), CH2: Tensão de referência (1V/div.), CH3: Corrente da fonte (2A/div.), CH4: Tensão da fonte (20V/div.).

A figura 14 mostra resultado análogo, mas na presença de uma distorção de 5% de 5ª harmônica na tensão de alimentação. Observe que o BVI permite obter fator de potência unitário, pois as formas de onda de tensão e de corrente são as mesmas, caracterizando, do ponto de vista da fonte, uma carga puramente resistiva. Há também a ocorrência de uma variação brusca na tensão, a qual também é adequadamente compensada pelo BVI, sem qualquer oscilação.

A figura 15 mostra a mesma situação anterior, mas neste caso a compensação do fator de potência está sendo feita por um capacitor (200 μF). Observe-se a amplificação da componente de quinta harmônica, a qual assume um valor de 25% da fundamental. Também na ocorrência do transitório de tensão tem-se uma oscilação, devida à ressonância entre a capacitância e a indutância em série com a fonte (30 μH).

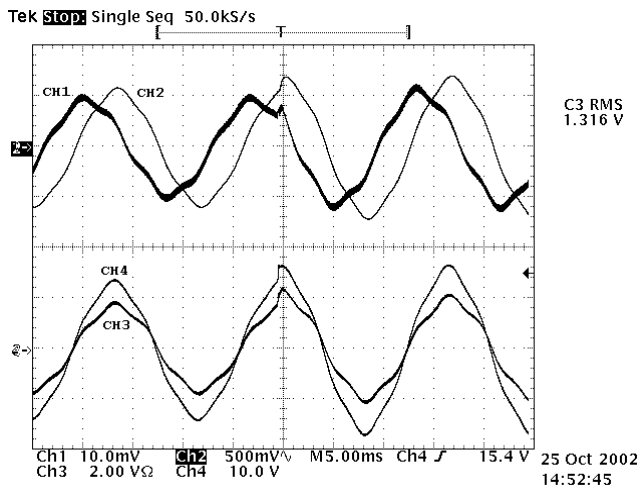


Fig. 14. Compensação de fator de potência com BVI.  
 CH1: Corrente pelo BVI (2 A/div.), CH2: Tensão de referência (0,5V/div.), CH3: Corrente da fonte (2A/div.), CH4: Tensão da fonte (10V/div.).

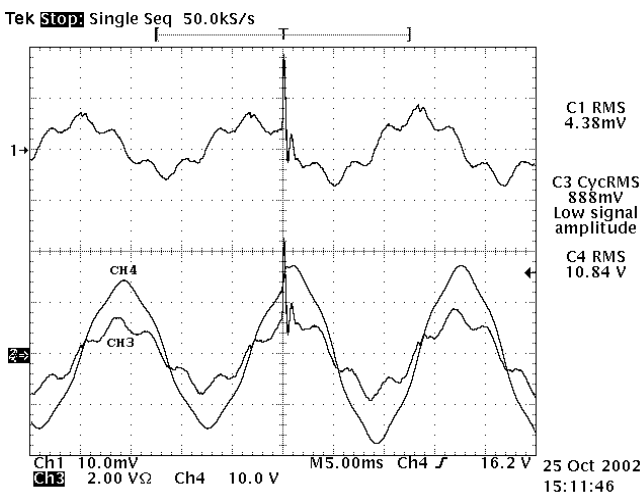


Fig. 15. Compensação de fator de potência com capacitor.  
 CH1: Corrente pelo capacitor (2 A/div.), CH3: Corrente da fonte (2A/div.), CH4: Tensão da fonte (10V/div.).

A figura 16 mostra a atuação do BVI na compensação da tensão do barramento CA, em um circuito como o da figura 6, no qual  $R_i=0,5 \Omega$  e  $L_i=1 \text{ mH}$ . A partir de uma medição da tensão eficaz no ponto de acoplamento comum (PAC) das cargas, calcula-se o erro em relação à referência. Este erro passa por um compensador tipo PI, o qual altera o ganho do BVI, ajustando o valor da indutância (positiva ou negativa) que mantém a tensão no valor desejado. Na figura 16, inicialmente o ganho é menor do que 1, o que significa que o BVI sintetiza uma indutância positiva. Ao ser inserida uma carga adicional, a tensão no barramento CA se reduz, devido à queda na impedância em série com a fonte, e o BVI aumenta o ganho, passando a atuar como indutância negativa, restabelecendo a tensão.

O circuito de testes do SDR é composto por uma associação em série de uma resistência de  $11 \Omega$ , uma indutância de  $20 \text{ mH}$  e os terminais de saída do inversor, após o filtro mostrado na figura 12. A figura 17 mostra uma compensação plena da indutância do circuito, o qual se torna puramente resistivo. Repare que

tanto a referência de tensão, quanto a tensão sintetizada pelo SDR estão defasadas de  $90^\circ$  da corrente, caracterizando a indutância negativa.

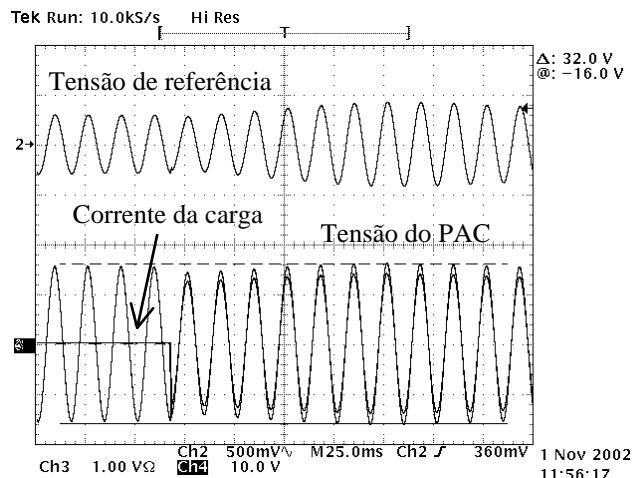


Fig. 16. Regulação de tensão com BVI.  
 CH2: Tensão de referência (0,5V/div.), CH3: Corrente da carga (1A/div.), CH4: Tensão do PAC (10V/div.).

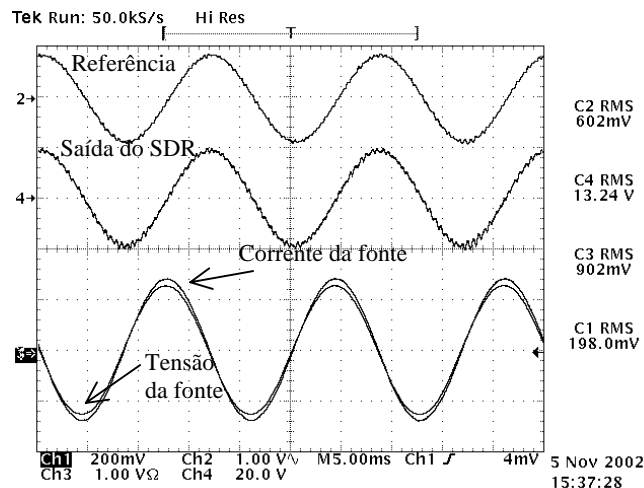


Fig. 17. Compensação série com SDR.  
 De cima para baixo: CH2: Tensão de referência (1V/div.), CH4: Tensão do SDR (20V/div.), CH3: Corrente da fonte (1A/div.), CH1: Tensão da fonte (10V/div.).

A figura 18 mostra a atuação do SDR para regular o valor da corrente por um circuito composto por uma resistência e uma indutância em série. Inicialmente a resistência é nula e há apenas a indutância ( $20 \text{ mH}$ ) no circuito. A fim de permitir a passagem de corrente no valor estipulado pela referência, o SDR sintetiza uma indutância positiva. Ao ser inserida uma resistência, tem-se uma diminuição na corrente pelo circuito. O sistema de controle detecta o erro em relação ao valor de referência, o qual é processado por um regulador, alterando o sinal de controle que determina a tensão a ser produzida pelo SDR. O dispositivo passa a sintetizar uma indutância negativa, que compensa parcialmente a indutância positiva e permite manter a corrente no valor estipulado. O projeto do regulador não foi otimizado, razão pela qual o resultado se apresenta subamortecido.

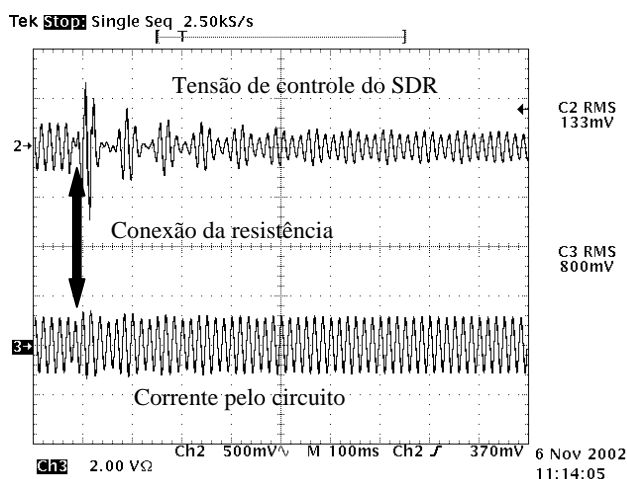


Fig. 18. Regulação de corrente com SDR.

CH2: Tensão de controle do SDR (1V/div.), CH3: Corrente da fonte (2A/div.).

## VI. CONCLUSÕES

Este artigo fez uma revisão de métodos para síntese de dipolos com características não naturais através de conversores CC-CA, focalizando o caso de indutâncias negativas.

Foram consideradas algumas aplicações em que indutâncias negativas poderiam substituir capacitâncias, com vantagens em termos de resposta dinâmica e de controle. Tais vantagens devem-se ao fato de que com o uso de uma indutância negativa não há alteração da ordem de sistema que contenha apenas indutâncias e resistências, evitando-se o surgimento de modos próprios, os quais tendem a instabilizar o sistema. A contrapartida para o melhor desempenho é, obviamente, a complexidade do conversor eletrônico de potência e dos circuitos eletrônicos associados. Tais conversores limitam a faixa de potência de aplicação em virtude das restrições de tensão e de corrente dos interruptores semicondutores de potência.

O aumento da potência implica, para os componentes semicondutores atuais, uma redução na frequência de comutação. Isto faz com que a faixa de frequência de atuação do sistema que sintetiza a indutância negativa se reduza. Por exemplo, se comutando a 10 kHz é possível obter uma boa resposta do sistema até 1 kHz (o que permite que a resposta do elemento desejado ocorra também na frequência de várias das eventuais componentes harmônicas presentes), um conversor que comutasse a 1 kHz teria sua faixa de ação reduzida para 100 Hz, o que permitiria a síntese desejada apenas na frequência fundamental. No entanto, em aplicações de potência elevada, em que a distorção harmônica seja reduzida, esta já poderia ser uma realização digna de consideração. Em casos em que se deseje sintetizar apenas a componente fundamental pode-se considerar o uso de modulação multinível, permitindo, com a tecnologia atual, atingir potências da ordem de MVA.

Foram ilustradas aplicações para a compensação de fator de potência, para a regulação de tensão e para a compensação série de linhas de transmissão.

Estudou-se a estabilidade de circuitos elétricos nos quais são introduzidas indutâncias negativas, verificando-se as

faixas de valores que garantem a estabilidade dos mesmos. Também se identificou a capacidade de uma resistência negativa, associada à indutância negativa, aumentar a estabilidade dos circuitos.

O fornecimento de potência associado a esta resistência negativa faz com que seja necessário prever uma fonte no lado CC do inversor. A potência fornecida depende do valor da resistência negativa e da corrente que por esta circula (ao quadrado). Mantendo a capacidade de obter uma resposta estável e, ao mesmo tempo, minimizar o consumo, o valor da resistência deve ser o menor possível. Esta fonte CC pode ser obtida a partir de um retificador não controlado alimentado pela própria rede.

Resultados experimentais obtidos em protótipos de baixa potência foram utilizados para verificar a realização dos circuitos, demonstrando sua viabilidade. As aplicações reais são restritas pelos limites de potência atingíveis pelos conversores de potência, os quais, entretanto, têm se expandido continuamente nos últimos anos.

Muitos aspectos ainda devem ser explorados, podendo-se citar como exemplo: comparações detalhadas com a compensação capacitiva; limitações do método SDR em sistemas em que o conteúdo harmônico da corrente é significativo; qualidade do sinal sintetizado em aplicações de potência elevada, em que a frequência de comutação é forçosamente reduzida; uso de outras técnicas de modulação, como a multinível, que permitiria aplicações em potência mais elevada, embora com uma banda passante reduzida; etc. No entanto tais aprofundamentos fogem dos objetivos deste artigo, mas certamente estão sendo afrontados por pesquisadores interessados no assunto.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico e à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo pelo suporte a esta pesquisa.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] T. E. Nunez-Zuñiga, M. V. Ataíde e J. A. Pomilio: "Filtro Ativo de Potência Sintetizando Cargas Resistivas". *Eletrônica de Potência*, vol. 5, no. 1, pp. 35-42, Maio 2000.
- [2] L. F. Penello e E. H. Watanabe: "Filtro Ativo de Potência tipo 'Shunt' com Seleção da Potência a ser Compensada". *Controle & Automação*, vol. 4, no 1, pp. 31-37, Ago/Set. 1993.
- [3] F. Pöttker, I. Barbi "Power Factor Correction of Non Linear loads Employing a Single Phase Active Power Filter: Control Strategy, Designing Methodology and Experimentation", *Proc. of IEEE Power Electronics Specialist Conference*, St. Louis, USA, pp. 412-417, June 1997.
- [4] H. Funato and A. Kawamura; "Proposal of Variable Active-Passive Reactance", *Proc. of the International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation - IECON'92*, San Diego, USA, pp 381-388, Nov. 1992.



- [5] H. Funato, A. Kawamura, and K. Kamiyama: "Realization of Negative Inductance Using Variable Active-Passive Reactance (VAPAR)", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 589-598, July 1997.
- [6] H. Funato, A. Kawamura, T. Watanabe, K. Kamiyama, "Analysis of power control using variable active-passive reactance (VAPAR)", *Proc. of Industrial Electronics, Control and Instrumentation - IECON 97*, pp. 850–855, Nov. 1997.
- [7] H. Funato, K. Kamiyama, A. Kawamura: "Transient performance of power circuit including virtual inductance realized by fully digital controlled variable active-passive reactance (VAPAR)", *Proc. of Power Electronics Specialists Conference - PESC 00, Galway, Ireland*, pp. 1195–1200, June 2000.
- [8] H. Funato, "Instantaneous power of power circuit including three phase variable inductance", *Proc. of Industrial Electronics, Control and Instrumentation - IECON '01, Denver, USA*, pp. 1084–1089, Dec. 2001.
- [9] H. Funato and K. Kamiyama: "Transient Response of Three-Phase Variable Inductance Realized by Variable Active-Passive Reactance (VAPAR)", *Proc. of the IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'01, Anaheim, USA*, vol. 2, pp. 1281-1286, March, 2001.
- [10] D.C.Hamil, M.T.Bina: "The Bootstrap Variable Inductance (BVI) and its Applications in AC Power Systems", *Proc. of the IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'99, Dallas, USA*, vol.2, pp 896-902, March, 1999.
- [11] M. T. Bina, D. C. Hamil: "Transient Response and Stability of the Bootstrap Variable Inductance (BVI)", *CD-ROM of the IEEE Power Electronics Specialist Conference – PESC 2001, Vancouver, Canada*, June 2001.
- [12] T. E. Nuñez-Zuñiga, J. A. Pomilio: "Síntesis de Impedancias No Naturales y Aplicaciones en Sistemas eléctricos", *Anales del IX Congreso Internacional de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y de Sistemas – INTERCON'99, Callao, Perú, Agosto 2002*.
- [13] DSP 2171, ADMC401– Analog Device, Inc, Herramientas del Ensamblador, Manual Simulador, y Manual del Usuario.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Teresa Esther Núñez Zúñiga**, é graduada em Engenharia Eletrônica (1981) na Universidade Nacional de Engenharia de Lima-Peru, Mestre (1999) e Doutora (2002) em Engenharia Elétrica (1999) pela Univesidade Estadual de Campinas. Desde 1985 é docente na Universidade Nacional de Engenharia de Lima-Peru. Suas áreas de interesse são Filtros Ativos de Potência e Eletrônica de Potência.

**José Antenor Pomilio** formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas, Campinas (SP), em 1983. Concluiu o Mestrado e o Doutorado em Engenharia Elétrica pela mesma universidade em 1986 e 1991, respectivamente. Entre 1988 e 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, em 1993/94 e junto à Terceira Universidade de Roma, em 2003. É livre-docente e professor associado do Departamento de Sistemas e Controle de Energia da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP. Foi membro do Comitê Administrativo da IEEE Power Electronics Society de 1999 a 2002, presidente da SOBRAEP de 2000 a 2002 e editor da revista *Eletrônica e Potência*, de 1999 a 2000. É editor associado da *IEEE Trans. on Power Electronics* e da revista *Controle & Automação*. É membro da SOBRAEP, do IEEE e da SBA.