

PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA INVERSOR PARA FONTES DE ENERGIA RENOVÁVEL COM CONECTIVIDADE À REDE ELÉTRICA

Ruben Barros Godoy, Helder Zandonadi Maia, Faete Jacques Teixeira Filho, Luigi Galotto Júnior, João Onofre Pereira Pinto, Gilberto Shimada Tatibana
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Cidade Universitária s/n, C.P. 549, CEP: 79.070-900, Campo Grande – MS
Brasil
ruben@batlab.ufms.br, helderzmaia@batlab.ufms.br, faete@batlab.ufms.br, luigi@batlab.ufms.br, jpinto@nin.ufms.br, tatibana@batlab.ufms.br

Resumo - Este trabalho apresenta um inversor com potência nominal de 1kW, desenvolvido para aplicação em fontes de energia renovável. O equipamento pode operar em dois modos: autônomo ou conectado à rede elétrica com controle do fluxo de potência. O conversor é composto de três estágios: inversor de alta frequência, retificador em ponte e inversor SPWM de baixa frequência. O sistema proposto foi implementado com isolamento galvânica e opera com tensão de entrada contínua entre 30V e 60V, obtendo-se tensão eficaz de saída de 110V ou 240V com frequência de 50Hz ou 60Hz. THD, eficiência e regulação são parâmetros de desempenho que serão avaliados. Resultados experimentais para cada condição de operação serão apresentados neste desenvolvimento. Características como custo, volume e peso também são descritas.

Palavras-Chave – Alto Rendimento, Conexão à Rede, Energia Renovável, Inversor de Alta Frequência.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A GRID INTERACTIVE INVERTER SYSTEM FOR RENEWABLE ENERGY SOURCE

Abstract – This work presents an inverter with 1 kW nominal power developed for renewable energy sources application. The equipment is able to operate in two ways: stand alone mode and grid connected mode with automatic power flow control. The converter is composed by three stages: high frequency inverter; bridge rectifier; and low frequency SPWM inverter. The proposed system was implemented with galvanic isolation and operates with DC input voltage between 30V and 60V, providing 110V or 240V output voltage with 50Hz or 60Hz frequency. The performance parameters THD, efficiency, and regulation will be evaluated. Experimental results in every operation condition are shown in this development. Features like cost, volume, and weight were addressed.

Keywords – Grid-Connection, High Efficiency, High Frequency Inverter, Renewable Energy.

I. INTRODUÇÃO

A crescente preocupação com a proteção ambiental tem orientado cada vez mais o uso da geração de energia baseada em fontes renováveis. Além disso, este tipo de geração é uma opção interessante para a disponibilização de energia elétrica em áreas de difícil acesso. Contudo, verifica-se que a implantação destes sistemas possui um alto custo associado. Isso dificulta consideravelmente a sua utilização, principalmente em países subdesenvolvidos. Além do custo existe também interesse em se ter equipamentos que apresentem parâmetros de performance satisfatórios, confiabilidade e segurança aos usuários. Um componente fundamental em sistemas de geração baseados em energias renováveis são os conversores. O tipo de conversor depende do recurso de energia primária a ser utilizado e também da aplicação a que se destina. Sistemas baseados em recursos energéticos, como energia solar e célula combustível, requerem conversores CC-CA [1-4], comumente conhecidos como inversores. Em geral, tais recursos fornecem tensões baixas e que variam ao longo do tempo. Sendo assim, o inversor deve elevar a tensão para 110V ou 240V eficazes com 50 Hz ou 60 Hz.

Muitas topologias de conversores CC-CA foram propostas na literatura [5-8]. O objetivo delas tem sido basicamente atingir baixo custo, volume reduzido, menor peso e baixa distorção harmônica, tanto na corrente de entrada como na tensão de saída. Outras características que se tornam cada vez mais relevantes são a capacidade de conexão à rede e isolamento galvânica. Neste trabalho é proposta uma topologia composta por três estágios: um inversor *push-pull* de três níveis, um retificador em ponte completa e um inversor SPWM em ponte (*full-bridge*) de baixa frequência. O estágio de alta frequência é utilizado para garantir volume e peso menores. Além de elevar a tensão, o transformador também realiza a função de promover isolamento galvânica entre fonte e carga. O inversor *push-pull* de alta frequência está conectado ao lado primário do transformador de alta frequência, enquanto a ponte retificadora e o inversor de baixa frequência são conectados no lado secundário. O conversor proposto pode operar em dois modos mutuamente excluídos: autônomo ou conectado à rede elétrica. Neste trabalho, inicialmente é apresentada uma breve visão da topologia do conversor. Na sequência será apresentado um resumo sobre a filosofia de conexão com a rede. Resultados de simulação serão analisados neste item. Posteriormente, o controle será descrito seguido pela explicação da estratégia de implementação. Finalmente serão apresentados resultados experimentais.

Artigo submetido em 25/09/2006. Revisado em 09/03/2007 e 15/05/2007. Aceito por recomendação dos Editores da Seção Especial D. C. Martins e F. L. M. Antunes.

II. VISÃO GERAL DO SISTEMA E TOPOLOGIA DO CONVERSOR

O conversor foi desenvolvido visando a aplicação em pequenos sistemas de geração distribuída e, portanto, ele deve atender às exigências deste tipo de aplicação. As principais exigências estão apresentadas na Tabela I. Estas exigências foram estabelecidas pelo Future Energy Challenge 2005 promovido pelo IEEE.

TABELA I
Especificações iniciais de projeto

Item	Exigência
Potência Nominal	1 kW
Tensão de Entrada	30 VCC a 60 VCC
Tensão de Saída	110 V +15% -20%, a 60 Hz \pm 2% 240 V +15% -20%, a 50 Hz \pm 2%
Qualidade Harmônica	Concordância com a norma IEEE 519 e IEEE 1547.
Eficiência	Acima de 90% para todo intervalo de operação em carga
Tipo de Carga	Cargas lineares
Faixa de Temperatura	-20°C a +50°C
Isolação Galvânica	Provido de isolação galvânica
Custo de Produção	US\$ 200/kW, considerando 100.000 unidades/ano

A Figura 1 mostra o circuito de potência do conversor proposto. Ele é composto por três estágios: conversor CC/CA de alta frequência, retificador e inversor de baixa frequência.

A tensão de entrada (V_{IN}) varia de 30V a 60V. As tensões de saída (V_{OUT}) são 110V ou 240V, com frequências de 50Hz ou 60Hz. A potência nominal do inversor é de 1kW.

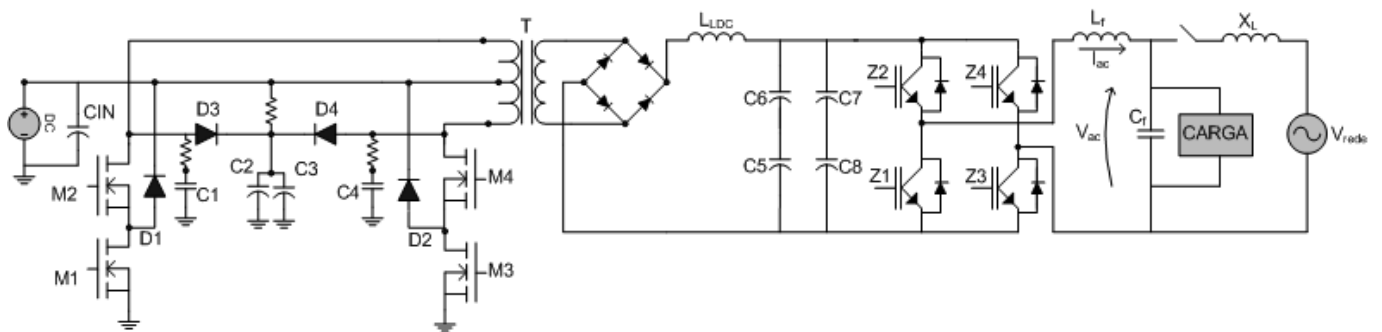


Fig. 1. Circuito de potência do conversor proposto.

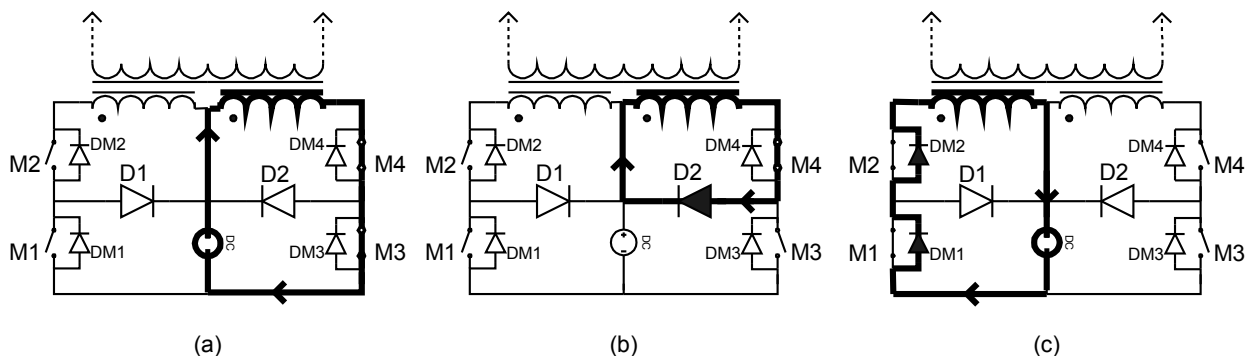


Fig. 2. Modos de operação de chaveamento em alta frequência.

Observa-se, no primeiro estágio, a presença de duas chaves adicionais M1 e M3. Adicionaram-se diodos de roda livre D3 e D4 e os diodos D1 e D2 para um *clamp* de tensão. Esta configuração permite o uso de chaves com menores tensões de ruptura e resistências de condução e maiores capacidades de condução de corrente que os interruptores necessários para uma topologia *push-pull* convencional. Além disso, obtém-se o nível zero na tensão de saída do estágio de alta frequência, contribuindo para a independência de carga para a regulação de tensão no link DC [9]. O custo das chaves séries também é inferior ao custo duma topologia *push-pull* convencional com paralelismo de interruptores para se atender a capacidade condutiva necessária.

O chaveamento é feito em alta frequência (100kHz) e está dividido em seis modos de operação, os três primeiros estão ilustrados na Figura 2 e os demais estágios são análogos, mas ocorrem na perna oposta. As tensões nos capacitores localizados no secundário são controladas por uma razão cíclica que age nas chaves M1 e M3. Os sinais de disparo das chaves encontram-se na Figura 3.

A isolação galvânica é garantida por um transformador planar T (1:12). Um *clamp* de tensão e *snubbers* foram necessários no primeiro estágio. O segundo estágio retifica as tensões secundárias do transformador. O indutor L1 e os capacitores C5 - C8 filtram os harmônicos de alta frequência, fornecendo um valor médio de tensão no link DC. A técnica SPWM monopolar foi utilizada para acionar as chaves do terceiro estágio. A frequência (f_m) utilizada para portadora é de 5kHz ou 6kHz, dependendo da frequência de saída (50Hz ou 60Hz, respectivamente). Esta filosofia de chaveamento proporciona que as harmônicas fiquem localizadas no dobro da frequência da portadora. Isso contribui para a simplificação do projeto do filtro de saída [10].

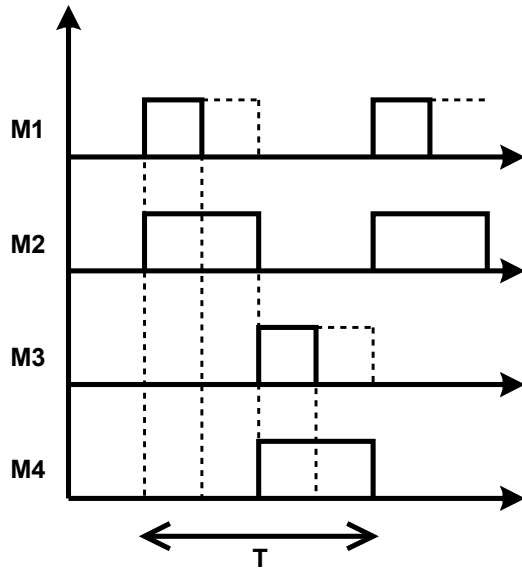


Fig. 3. Sinais de disparo dos MOSFETS.

III. CONEXÃO À REDE

A operação em conexão com a rede é uma estratégia para utilizar a energia em excesso proveniente das fontes renováveis, valendo-se dos benefícios da geração distribuída, sem as desvantagens de dispositivos de armazenamento ou desperdício de energia primária.

O problema principal na conexão à rede é o controle do fluxo das potências ativa e reativa. Entre tantas outras, duas metodologias podem ser utilizadas: controle da tensão de saída ou controle da corrente injetada na rede. No primeiro caso, a qualidade da corrente de saída depende da tensão da rede, enquanto no segundo caso não [11].

Os fluxos de potência ativa e reativa são dados, respectivamente, por (1) e (2). V_{OUT} corresponde à tensão de saída do inversor, X_L à impedância da linha de transmissão, E à tensão da rede e δ ao ângulo de potência.

$$P = (V_{OUT} E / X_L) \text{sen } \delta \quad (1)$$

$$Q = (V_{OUT}^2 - V_{OUT} E \text{cos } \delta) / X_L \quad (2)$$

P é sensível a variações do ângulo de potência, enquanto Q é sensível a variações no módulo da tensão de saída. Em regime permanente, P e Q podem ser controladas de modo independente [12] e, a fim de fazer isto, é necessária uma estimação precisa da magnitude e fase da tensão da rede na frequência fundamental. Na literatura, são apresentados muitos controladores visando esta aplicação [13], contudo, o *Phase Locked Loop* (PLL) [14-15] foi escolhido devido à boa resposta dinâmica na presença de distorções harmônicas e tolerância a variações de frequência.

Entre as topologias possíveis de PLL a escolhida foi a baseada em *transport delay*. Esta topologia possui tempo de processamento pequeno e apresenta bom comportamento frente a distorções harmônicas [15]. O diagrama de blocos que representa esta topologia é apresentado na Figura 4. A entrada para o PLL é a tensão da rede (V_{Grid}), V_{Grid}^q é a

tensão da rede defasada de 90 graus. A frequência central do PLL é ω_{ff} e representa a frequência angular nominal da rede. A saída do PLL (θ_{Grid}) é uma estimação do ângulo da rede para a frequência fundamental.

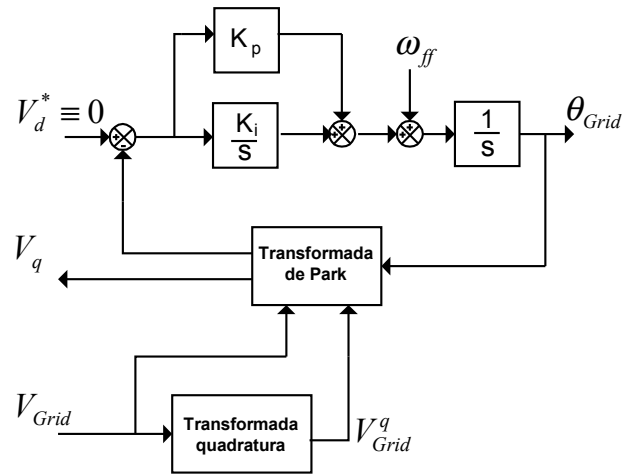


Fig. 4. Diagrama esquemático do PLL.

A transformação de *Park* é matematicamente descrita por (3).

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{Grid}^q \\ V_{Grid} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Um resultado de simulação do PLL implementado é observado na Figura 5. Mostra-se a excelente resposta dinâmica obtida para o mesmo. Na figura é mostrado o instante quando o PLL é acionado para efetuar o sincronismo entre as tensões do inversor e da rede. O PLL leva menos de meio ciclo para atingir o sincronismo e, então, um relé é acionado para conectar o inversor. A partir deste ponto, o inversor é controlado para fornecer potência à rede elétrica.

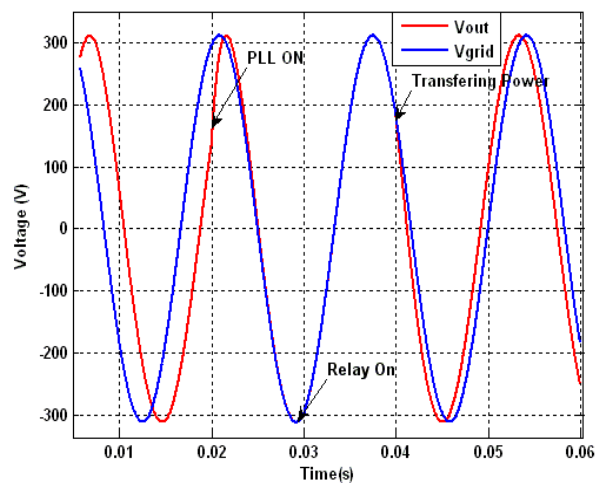


Fig. 5. Tensão de saída do inversor em modo de conexão com a rede.

IV. CONTROLE

O sistema de controle apresenta três objetivos: controle da tensão no link DC, de tal maneira que esta não varie muito e permita sempre gerar a tensão de saída desejada; controle da tensão de saída em operação autônoma e; controle da tensão de saída e do fluxo de potência quando operando em conexão com a rede. O controle é baseado em DSP com alguns circuitos digitais auxiliares. A seguir cada parte do sistema de controle é descrita.

O laço de regulação da tensão no link DC é mostrado na Figura 6. Esta tensão é medida com um sensor hall. O DSP implementa um controlador PI e gera sinal de tensão para comando (Vcmd). Este sinal age em um circuito digital dedicado, controlando a largura dos pulsos destinados ao acionamento das chaves do *push-pull*. Este circuito digital foi usado devido à necessidade de alta velocidade de processamento.

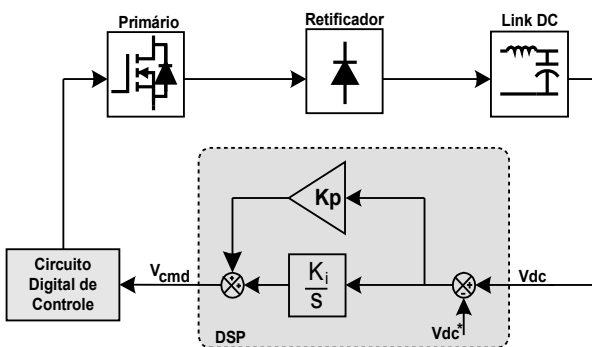


Fig. 6. Sistema de controle da tensão do *link* DC.

O sistema de controle da tensão de saída em modo autônomo é mostrado na Figura 7. O ajuste da amplitude de tensão é feito através de sinais SPWM monopolares que comandam o estágio de saída do inversor. Tais pulsos são gerados pelo DSP.

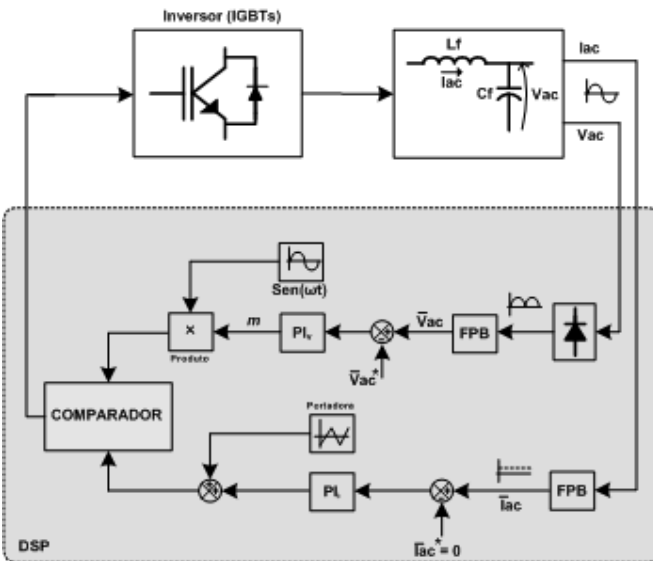


Fig. 7. Sistema de controle da tensão em modo autônomo.

Finalmente, o sistema de controle em modo de conexão à rede é mostrado na Figura 8. A tensão da rede ($V_{ac(Gr\grave{e}d)}$) é

medida após a reatância de conexão X_L . O PLL fornece uma estimativa do ângulo da rede, que é somada ao ângulo de potência gerado pelo controlador PI. O uso da corrente total fornecida pelo inversor no cálculo da potência suprida permite que o inversor injete na rede a diferença entre a sua potência nominal e a potência demandada pela carga conectada aos seus terminais.

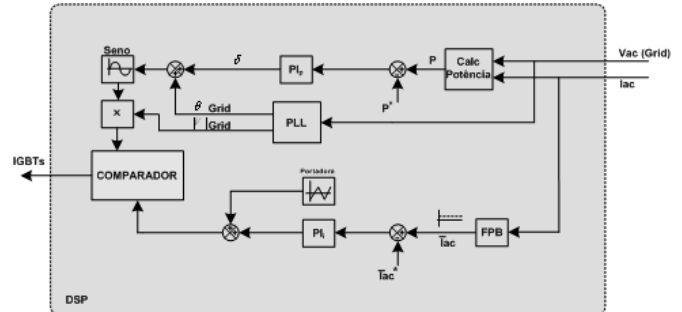


Fig. 8. Sistema de controle da tensão em modo conectado.

V. IMPLEMENTAÇÃO

Os pulsos de 100kHz (primeiro estágio) são gerados com o CI SG3525A. O DSP TMS320LF2407A da *Texas Instruments* foi selecionado para o controle digital e geração de pulsos do terceiro estágio. O primeiro estágio utiliza chaves MOSFET modelo IRF540. A isolamento galvânica foi garantida por um transformador planar T1100AC-2C-12C da PAYTON. A retificação completa dos pulsos é feita através de diodos ultra-rápidos HFA30PB120. O último estágio utiliza chaves tipo IGBT modelo H00930N60A4D. Os indutores L1 (200μH) e L2 (1000μH) foram construídos com núcleos toroidais e fios litz. Os capacitores presentes na saída do retificador são eletrolíticos de 560μF/450V. O capacitor de corrente alternada utilizado na saída é de 45μF/250Vac. O protótipo do conversor está ilustrado na Figura 9. A versão atual apresenta dimensões aproximadas de 25x35x25cm. Alguns estudos estão sendo realizados visando diminuir ainda mais estas dimensões. Na Tabela II é mostrado o custo da topologia desenvolvida, estimado em aproximadamente US\$ 214,00, atingindo dessa forma um dos objetivos deste desenvolvimento.

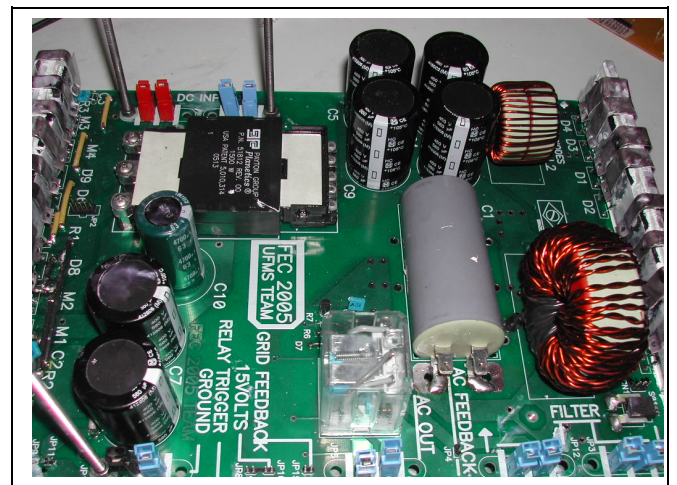


Fig. 9. Protótipo do conversor desenvolvido.

TABELA II
Planilha de custos.

Item	Quant.	Características	Custo (US\$)
Diodo	4	1200V, 30A	10,64
Diodo	4	600V, 25A	10,50
IGBT	4	600V, 34A	16,36
MOSFET	4	75V, 150A	19,72
Capacitor	1	4700uF, 63V	1,34
Capacitor	6	560uF, 400V	31,60
Capacitor	1	45uF, 250VAC	4,00
Transformador	1	30Vin – 1500W	6,00
Resistor (Snubber)	2	5Ω, 30W	22,35
Resistor (Clamp)	2	100Ω, 100W	13,55
Indutor	1	280uH, 10A	3,10
Indutor	1	1.3mH, 10A	3,50
Filtro de EMI	1	250V, 20A	4,00
Cooler (7W)	1	30-60V – 5W	25,00
Controle	-	-	30,69
Empacotamento	-	-	11,76
Total			214,11

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 10 mostra os resultados experimentais obtidos para o inversor operando em frequência de 50Hz e a Fig. 11 mostra resultados para operação em 60Hz. As curvas em vermelho representam as formas de onda da tensão quando da operação no modo para saída eficaz de 240V, enquanto que as curvas azuis correspondem à tensão eficaz de 110V. Nas mesmas figuras são também apresentados os espectros destas formas de onda.

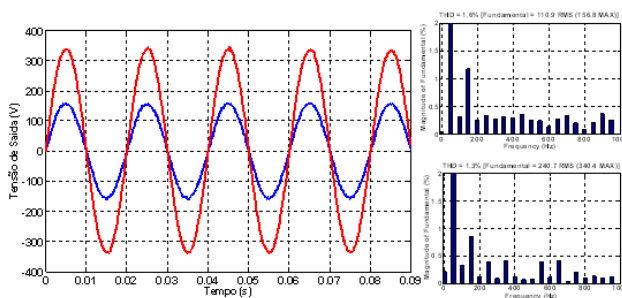


Fig. 10. Operação em 110V (azul), 240V (vermelho) em 50 Hz.

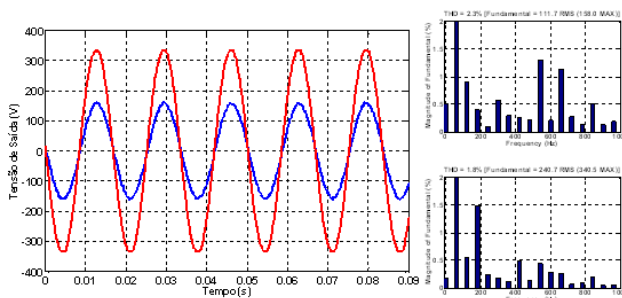


Fig. 11. Operação em 110V (azul), 240V (vermelho) em 60 Hz.

A taxa de distorção harmônica (THD) do conversor proposto varia desde 0,98% a 3,82%, o que mostra a boa qualidade da tensão de saída. Esta distorção assegura que o conversor está de acordo com os padrões IEEE 519 e IEEE 1547. A Figura 12 apresenta a curva de eficiência do conversor. A máxima eficiência corresponde a aproximadamente 85% e é obtida a partir de 700W de potência de saída. A principal razão da perda de potência é a presença de *snubbers* dissipativos e o *clamp* de tensão no estágio de alta frequência. Visando melhorias na eficiência, alguns estudos estão sendo realizados para substituir os *snubbers* atuais por regenerativos.

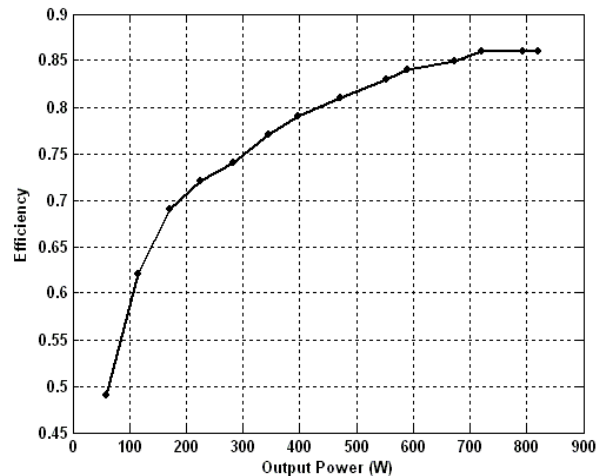


Fig. 12. Eficiência em função da potência de saída.

A tensão e a corrente de saída para o sistema operando em modo autônomo para três valores de carga diferentes, com 30V de entrada e 240V/50Hz de saída, são apresentadas nas Fig. 13 a 15. A queda de tensão é de aproximadamente 4%. É importante enfatizar que este valor corresponde à pior condição de operação, uma vez que a tensão de entrada é a menor possível enquanto que a tensão de saída é a maior requerida. Sendo assim, o bom desempenho neste ponto de operação implica em desempenhos ainda melhores em quaisquer outras situações.

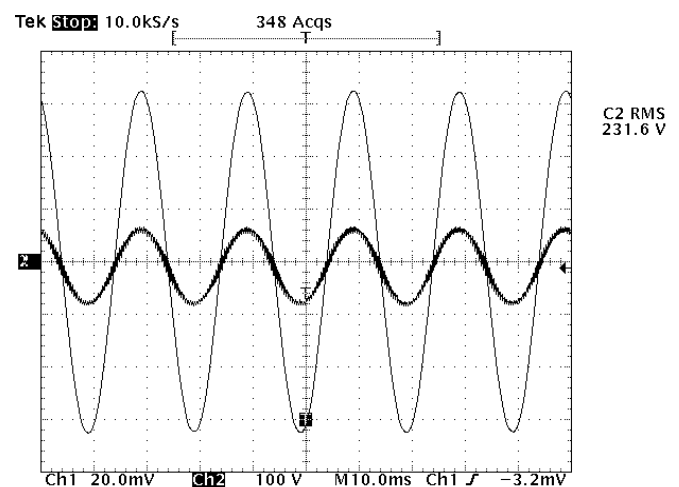


Fig. 13. Tensão de saída (100V/div) e corrente (2A/div) para 250W de potência de saída ($V_{IN}=30V$, $V_{OUT}=240V$) operando em modo autônomo.

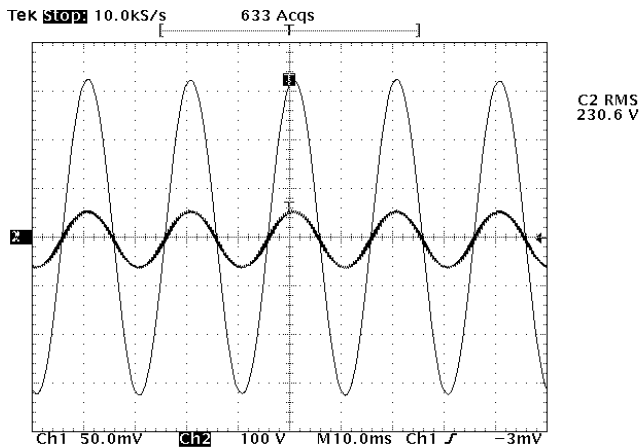


Fig. 14. Tensão de saída (100V/div) e corrente (5A/div) para 500W de potência de saída ($V_{IN}=30V$, $V_{OUT}=240V$) operando em modo autônomo.

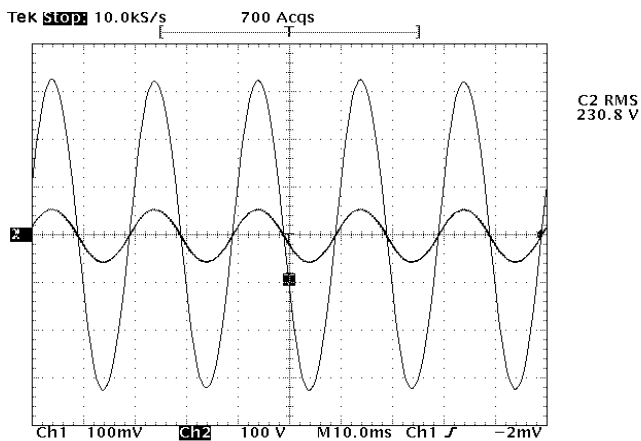


Fig. 15. Tensão de saída (100V/div) e corrente (10A/div) para 1000W de potência de saída ($V_{IN}=30V$, $V_{OUT}=240V$) em modo de operação autônomo.

Nas Figuras 16 a 18 são apresentadas as formas de onda relacionadas ao inversor operando em modo de conexão à rede elétrica. Nestas figuras, o canal 1 representa a tensão de saída do conversor e o canal 2 representa a tensão na rede do sistema elétrico. Na Figura 16 é apresentada a condição em que o controle PLL ainda não foi ativado. Na seqüência, na Figura 17, é mostrado o sincronismo após o acionamento do PLL. A Figura 18 apresenta a diferença entre as tensões do conversor e da rede após o PLL ser ativado. É possível notar o tempo transitório para este controle. Um erro permanente pode ser observado após a sincronização. Este erro existe principalmente devido à presença de certo conteúdo harmônico nas tensões. O controle, ao verificar que existe sincronismo com a rede, ativa o relé de conexão e o inversor passa a operar em paralelo com a rede. Após alguns instantes, o ângulo de fase é adiantado a fim de ajustar a transferência de potência.

A Figura 19 apresenta a resposta a um degrau no ângulo de potência do inversor. Inicialmente o conversor está operando em paralelo com a rede elétrica, sem transferência efetiva de potência. As variações presentes na corrente refletem a atuação do controle que procura manter as tensões do conversor e da rede sincronizadas. O degrau de carga ocorre no instante aproximado de 70ms. O período de

transitório tem duração inferior à 50ms, não se observando variações consideráveis na frequência e tensão eficaz do conversor.

Nas Figuras 20 e 21 o inversor está transferindo à rede elétrica 300W e 500W, respectivamente.

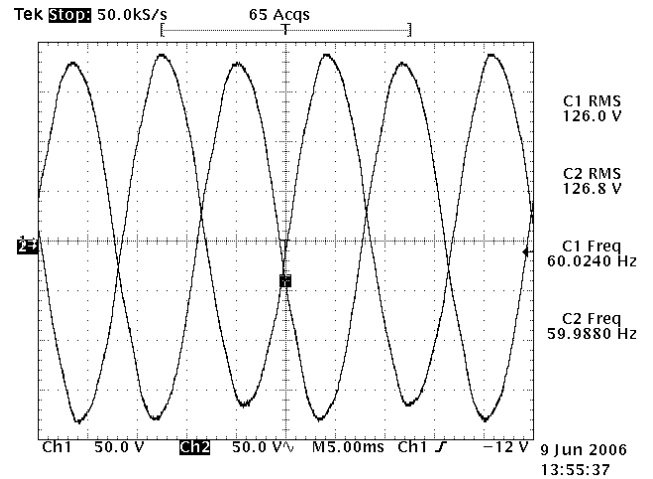


Fig. 16. Situação sem sincronismo (antes do ligamento do PLL).

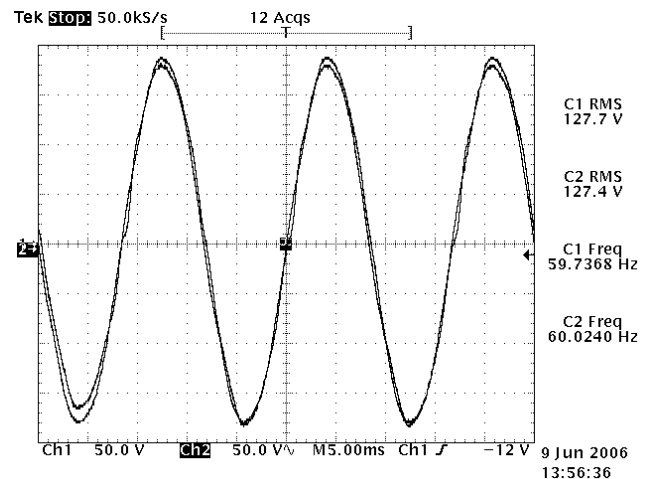


Fig. 17. Tensão do conversor após o Sincronismo.

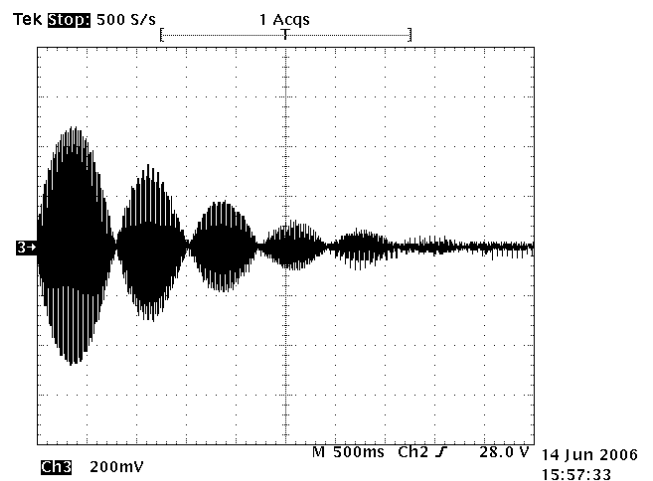


Fig. 18. Diferença entre as tensões do conversor e rede durante ação do controle PLL. Escala: 100 V/div.

VII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a implementação de um conversor interativo para geração distribuída. O sistema completo foi descrito, incluindo topologia, estratégias de controle e detalhes de desenvolvimento. Entre outras contribuições foi apresentada uma estratégia para minimizar a dependência de carga para regulação da tensão no *link* DC, e a interatividade com a rede elétrica. Os resultados experimentais incluíram formas de onda das tensões de saída, espectros e curvas de eficiência, além de outros. Resultados experimentais em modo de conexão a rede foram apresentados e eles representaram o grande diferencial na operação do conversor. Foram incluídos alguns detalhes de custo de componentes e custo estimado do inversor. Algumas avaliações estão sendo efetuadas para obter menores dimensões. A considerável potência de operação do sistema, o baixo custo, assim como outros índices de performance, mostram a praticidade do sistema apresentado. O protótipo apresenta eficiência aproximada de 85%. Estudos estão em andamento para melhorar este índice para até 90% em condição de potência nominal.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio da Texas Instruments Brazil que contribuiu com o fornecimento de kits de desenvolvimento DSP e componentes, à Emerson Sistemas de Energia LTDA pelo apoio financeiro e à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. K. Andersen, C. Klumpner, S. B. Kjaer, F. Blaabjerg, "A New Green Power Inverter for Fuel Cells", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2002
- [2] B. M. T. Ho, H. S. H. Chung, "An Integrated Inverter With Maximum Power Tracking for Grid-Connected PV Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, July 2005
- [3] C. Liu, A. Johnson, J. S. Lai, "A Novel Three-Phase High-Power Soft-Switched DC/DC Converter for Low-Voltage Fuel Cell Applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 6, November/December 2005
- [4] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, Vassilios G. Agelidis, "Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems – An Overview", *IEEE*, 2002
- [5] R.L., Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, No. 2, April 1988
- [6] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 5, September/October 2005
- [7] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 5, October 2003
- [8] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, "Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview", *IEEE*

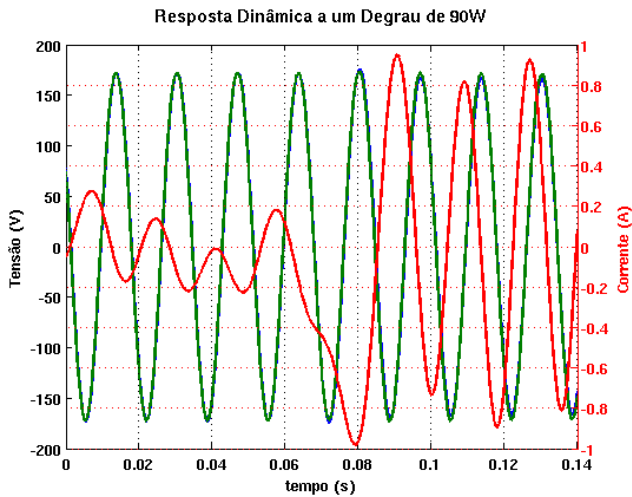


Fig. 19. Resposta dinâmica para um degrau de 90W. Tensão do inversor (azul) e da rede (verde); corrente do inversor (vermelho).

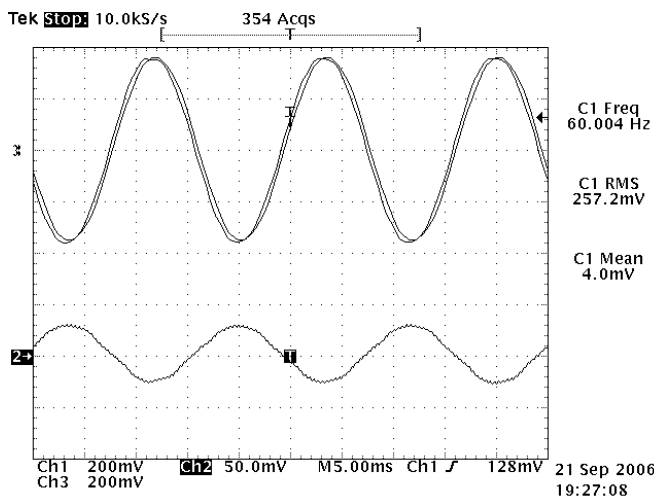


Fig. 20. Transferência de potência à rede (300W) sem distorções nas formas de onda. Tensão no conversor (canal 1, 100V/div.) e tensão na rede (canal 3, 100V/div). Corrente de Saída (canal 2, 5A/div).

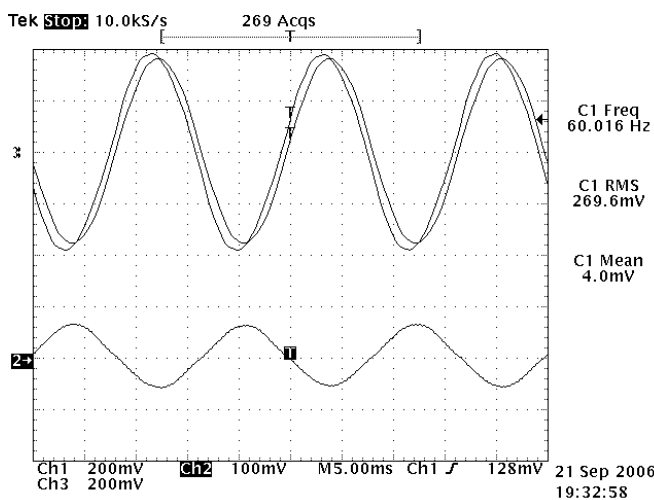


Fig. 21. Transferência de potência à rede (500W) sem distorções nas formas de onda. Tensão no conversor (canal 1, 100V/div.) e tensão na rede (canal 3, 100V/div). Corrente de Saída (canal 2, 10A/div).

Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, September 2004

- [9] A. A. Santander, A. J. Perin, I. Barbi, "A Three-Level Push-Pull Inverter: Analysis, Design and Experimentation", *IEEE*, 2004.
- [10] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, IEEE Press 1994.
- [11] M. Prodanović, T. C. Green, "Power Quality Improvement in Grid Connection of Three-Phase Inverters", *IEEE Power Electronics Machines and Drives* 16-18 April 2002, Conference Publication No. 487
- [12] M. Dai, M. N. Marwali, Jin-Woo Jung, and A. Keyhani, "Power Flow Control of a Single Distributed Generation Unit with Nonlinear Local Load", *IEEE Power Systems Conference and Exposition*, 2004, IEEE PES.
- [13] Yu-Kai Chen, Chih-Hsiang Yang, Yung-Chun Wu, "Robust Fuzzy Controlled Photovoltaic Power Inverter with Taguchi Method", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 38, No. 3, July 2002.
- [14] L. N. Arruda, S. M. Silva, B. J. C. Filho, "PLL Structures for Utility Connected Systems", *Industry Applications Conference*, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting.
- [15] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana, W. C. Boaventura, "Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems", *Industry Applications Conference*, 2004. 39th IAS Annual Meeting.

DADOS BIOGRÁFICOS

Ruben Barros Godoy, nascido em 13/02/1982 em Campo Grande – MS recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, MS – Brasil em 2004. Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, MS – Brasil, em 2006. Atualmente é aluno do curso de doutorado da Universidade Estadual Paulista, campus de Ilha Solteira, SP.

Integrou o time finalista da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul no desafio internacional "The Future Energy Challenge 2005", patrocinado pelo IEEE. Suas áreas de interesse incluem eletrônica de potência, eletromagnetismo e qualidade de energia. Atua em pesquisas nas áreas de conversores de potência, processamento de sinais e controle digital.

Helder Zandonadi Maia, nascido em 20/03/1982 em Campo Grande – MS, recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, MS – Brasil em 2004. Atualmente é aluno do curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, concentração em inteligência artificial.

Integrou o time finalista da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul no desafio internacional "The Future Energy Challenge 2005", patrocinado pelo IEEE. Suas áreas de interesse incluem eletrônica de potência, controle digital, processamento digital de sinais e processamento paralelo. Atua em pesquisas na área de conversores de potência e aplicações de redes neurais em sistemas elétricos de potência.

Faete Jacques Teixeira Filho, nascido em 15/06/1981 em Campo Grande – MS, recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, MS – Brasil em 2004 e o título de Mestre em 2006 pela mesma instituição. Atualmente é pesquisador associado do Laboratório de Inteligência Artificial, Eletrônica de Potência e Acionamentos (Batlab) da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

Integrou o time finalista da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul no desafio internacional "The Future Energy Challenge 2005", patrocinado pelo IEEE. Sua área de interesse inclui conversores de potência, plataformas de aquisição de dados e inteligência artificial. Atua em pesquisas nas áreas de conversores de potência, aquisição e processamento de sinais, controle de processos e eletrônica digital.

Luigi Galotto Junior, nascido em 12/02/1981 em São Paulo é engenheiro eletricista (2003) e mestre em aplicações de inteligência artificial (2006) pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

Tem trabalhado como pesquisador desde 2003 e, atualmente, é professor colaborador na Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

Me. Galotto tem a maior parte das publicações em congressos de eletrônica de potência do IEEE e publicações em monitoramento e diagnóstico.

João Onofre Pereira Pinto, nasceu em 22 de junho de 1966 em Valparaíso, S.P., Brasil. Engenheiro Eletricista pela Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, Brasil, em 1990. Mestre em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil, em 1993, e Ph.D. pela The University of Tennessee, Knoxville, TN, EUA em 2001.

Atualmente é professor da Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Campo Grande, Brasil, onde ocupa o cargo de coordenador do programa pós-graduação em engenharia elétrica. Pesquisador do CNPq, suas áreas de interesse incluem mineração de dados, sistema de suporte a decisão, processamento de sinais, aplicações de redes neurais artificiais, lógica nebulosa, algoritmos genéticos e wavelets em eletrônica de potência, técnicas PWM, controle e acionamento de máquinas elétricas.

Gilberto Shimada Tatibana, nascido em 07/09/1971 em Adamantina – SP, recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, MS - Brasil em 1994 e o título de Mestre pela Universidade Federal de Uberlândia - MG, Brasil em 1997. Suas áreas de interesse incluem Eletrônica de Potência, TV Digital e Inteligência Artificial. Atualmente desenvolve pesquisa no projeto "Sistema de Monitoramento de Calibração de Instrumentos e Validação de Sensores Usando Inteligência Artificial".