

LEVANTAMENTO E ANÁLISE COMPARATIVA DE PERDAS EM INVERSORES MONOFÁSICOS DE SI E SIC

BORATTO, E.N.S., CORTIZO, P.C., ALVES, W.C.*

*Grupo de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Minas Gerais
Campus Pampulha - Av. Pres. Antônio Carlos, 6627 - Pampulha, Belo Horizonte - MG, 31270-901

Email: eduardoboratto@ufmg.br, porfirio@cpdee.ufmg.br, wcunha@ufmg.br

Abstract— The main purpose of the present study consisted in validating a computational method for losses calculation in switching mode devices, which was developed in the Department of Electronics at the Federal University of the State of Minas Gerais (UFMG). A full-bridge inverter was designed, simulated and assembled, and losses were evaluated both through experimental measurements and the aforementioned software, thus allowing verification of its accuracy in predicting system overall efficiency. Comparative investigation was improved by building two similar converters with distinct transistors in each one - a regular silicon-based IGBT and a Silicon Carbide MOSFET. Simulation and measurement results were compared for the two manufacturing materials, analysing advantages of Silicon Carbide over Silicon for operation in higher switching frequencies. Weight, size and costs reduction were then briefly reviewed for some critical system elements, such as inductors. Analytical losses calculation requires complex mathematical effort, relying mostly on approximations especially for transient behaviors. Therefore, reliable computer-aided tools are essential for further improving design and development of energy-efficient solutions in Power Electronics.

Keywords— Inverters, Switching losses, Conduction losses, Silicon carbide, Economical analysis.

Resumo— Este trabalho teve como objetivo a validação de um modelo computacional de cálculo de perdas em componentes semicondutores em regime de chaveamento, desenvolvido no departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade Federal de Minas Gerais. Um inversor em ponte completa foi projetado, simulado e construído, e teve suas perdas determinadas de forma experimental e com o auxílio do software, cuja acurácia foi então avaliada a partir da comparação dos resultados. Os dados comparativos foram enriquecidos através da montagem de dois conversores similares, porém com transistores distintos - um IGBT convencional de Silício, e um MOSFET de Carbeto de Silício. Utilizando as simulações e medições para os dois materiais, realizou-se adicionalmente uma análise relacionando as vantagens do Carbeto de Silício para operação em frequências de chaveamento mais elevadas. Particularmente, abordou-se sucintamente a possibilidade de compactação e de redução de custos para elementos críticos como indutores. O cálculo de perdas de forma analítica envolve uma alta complexidade matemática e depende de muitas aproximações, especialmente para condições transitórias. Assim, ferramentas preditivas confiáveis são essenciais para auxiliar o projetista a desenvolver soluções mais eficientes no contexto da Eletrônica de Potência.

Palavras-chave— Inversores, Perdas de chaveamento, Perdas de condução, Carbeto de silício, Análise econômica.

1 Introdução

Como qualquer componente eletrônico, os transistores apresentam perdas no seu processo de funcionamento, que levam ao seu aquecimento. Além dos problemas mais corriqueiros observados nos dispositivos de conversão de energia (queima de componentes, acidentes, perda de desempenho), o desperdício por si só já representa um ponto de falha no fluxo de energia do sistema, levando a uma redução do seu rendimento global. Considerando as crescentes demandas de mercado em termos de eficiência energética e aumento progressivo da potência dos sistemas nos quais são aplicados dispositivos semicondutores, uma análise confiável desse parâmetro já na fase de projeto torna-se cada vez mais crítica.

A obtenção de dados precisos de perdas envolve cálculos muito complexos, e muitas aproximações. Os processos transitórios, particularmente, ocorrem com gradientes muito elevados de tensão e corrente, e sofrem influência de diversos fatores externos (temperatura, indutâncias e capacitâncias parasitas, ponto de operação, entre

outros). Por esse motivo, um modelo preditivo eficiente baseado em simulações computacionais (procedimento já corriqueiro para diversas outras aplicações na Engenharia de igual complexidade matemática) pode contribuir para uma melhoria nos produtos desenvolvidos, e nas condições de operação dos seus transistores. Adicionalmente, o advento de novos materiais semicondutores, como o carbeto de silício, instiga a necessidade de realização de pesquisas comparativas nesse campo de estudo, de forma a avaliar as diferenças, benefícios e vantagens econômicas da migração para tecnologias mais recentes.

Dessa forma, este artigo propõe dois principais objetivos, dentro do contexto de análise de perdas: avaliação da acurácia de um método computacional (Cota et al., 2015) e comparação entre conversores de mesma topologia, sob condições semelhantes, utilizando dois materiais distintos de fabricação (Si e SiC) - (Cota et al., 2015), (Zymmer and Mazurek, 2011), (Hazra et al., 2015).

2 Metodologia

A topologia escolhida para análise foi um inversor monofásico em ponte completa, com filtro LC na saída (Mohan and Undeland, 2007).

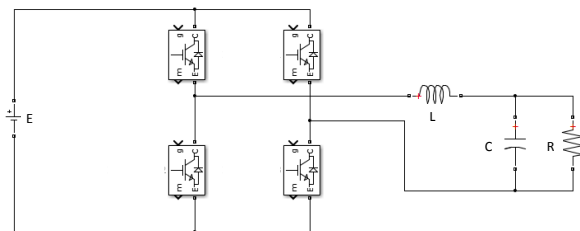


Figura 1: Configuração de Ponte H

A partir da simulação do conversor foram coletadas as formas de onda da corrente nos semicondutores que, em conjunto com as folhas de especificação destes componentes e o programa desenvolvido no laboratório do GEP, foram utilizadas para estimar as perdas em condução e de chaveamento de cada semiconductor. Para validar os resultados obtidos, foi construído um protótipo que foi submetido a experimentos nas mesmas condições em que foram realizadas as simulações do conversor, de modo a comparar os resultados computacionais e experimentais.

Parâmetros de Projeto

- Tensão de Saída senoidal de 60Hz, com valor eficaz de 110V e ripple máximo de 1%;
- Potência de Saída máxima de 1kW;
- Modulação PWM unipolar digital, gerada pelo DSP TMS320F2812;
- Carga linear resistiva com fator de potência igual a 1.

Condições Avaliadas¹

- $E = 180V$, 3 condições de carga, $f_{CHAV} = 15,36kHz$, $L = 600\mu H$, $C = 10\mu F$, transistor IGBT IRGP30B120KDEP (Si)
- $E = 180V$, 3 condições de carga, $f_{CHAV} = 15,36kHz$, $L = 600\mu H$, $C = 10\mu F$, transistor MOSFET SCT2160KEC (SiC)
- $E = 180V$, 3 condições de carga, $f_{CHAV} = 30,72kHz$, $L = 600\mu H$, $C = 10\mu F$, transistor IGBT IRGP30B120KDEP (Si)
- $E = 180V$, 3 condições de carga, $f_{CHAV} = 61,44kHz$, $L = 88\mu H$, $C = 10\mu F$, transistor MOSFET SCT2160KEC (SiC)
- $E = 180V$, 3 condições de carga, $f_{CHAV} = 92,16kHz$, $L = 88\mu H$, $C = 10\mu F$, transistor MOSFET SCT2160KEC (SiC)

¹Figura 1

No conversor ensaiado foram medidas as potências de entrada (c.c.) e de saída (c.a.) utilizando um Analisador de Energia. Inicialmente avaliou-se a tensão e corrente nos semicondutores, mas a banda passante do Analisador de Energia não era suficiente para a leitura destas grandezas nos instantes de chaveamento (Strowitzki, 2013), (Ermel et al., 2013). Também não foi possível realizar o controle das variáveis externas como p.e. a temperatura, parâmetro necessário para a utilização de técnicas de medição indiretas (Masserant and Stuart, 1996). A medição do rendimento incluiu, portanto, as perdas no indutor, nos capacitores do barramento c.c., cabos e conexões, valores que foram levados em conta posteriormente para a análise dos resultados.

Lista de Instrumentação utilizada nos Ensaios

- Osciloscópio TEKTRONIX TDS340A
- Sonda de corrente TEKTRONIX A6303
- Amplificador de corrente TEKTRONIX AM503
- Analisador de Energia YOKOGAWA WT1800

3 Resultados

Inicialmente, verificou-se o funcionamento adequado do conversor através da visualização das formas de onda, e ajustou-se os parâmetros de ensaio, como descrito na seção de metodologia, para possibilitar a análise comparativa (figuras 2 e 3). Como o sistema operou em malha aberta, foi necessário uma configuração manual do índice de modulação para atingir a tensão de saída desejada. Quando foram obtidas situações praticamente equivalentes àsquelas simuladas, utilizou-se o analisador de energia para avaliar o rendimento global.

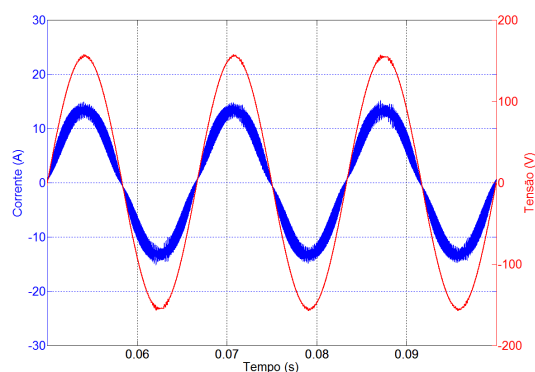


Figura 2: Tensão e Corrente de Saída na Simulação, $f_{CHAV} = 61,44\text{ kHz}$, $m_a = 0,86$

As tabelas 1 e 2 apresentam as perdas medidas no protótipo e as perdas calculadas utilizando o

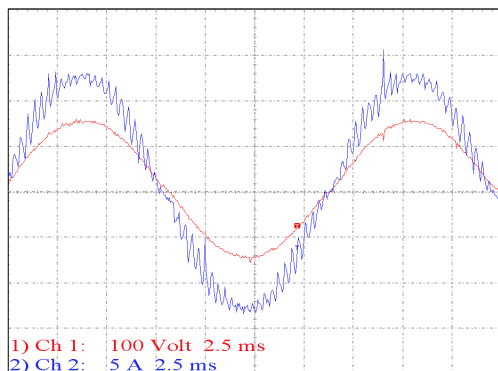


Figura 3: Tensão e Corrente de Saída na Medição, $f_{CHAV} = 61,44$ kHz, $m_a = 0,98$, $t_{dead} = 250$ ns

programa desenvolvido no GEP, bem como o erro entre esses dois conjuntos de resultados. A tabela 1 refere-se ao conversor de MOSFETs de Carbetto de Silício, enquanto que na tabela 2 os transistores utilizados são IGBTs de Silício. Foram feitas medições para diferentes condições de carga e diferentes frequências de chaveamento. Vale salientar que todos os valores referem-se a uma ponte completa, isto é, quatro transistores.

Tabela 1: Comparativo para o **SCT2160KE**

f (Hz)	Carga	Sim.(W)	Med.(W)	Erro ² (%)
15360	1/3	7.8	8.0	3.0
	2/3	25.2	25.8	2.5
	3/3	52.6	54.8	3.9
61440	1/3	10.0	9.8	1.8
	2/3	29.3	28.8	1.7
	3/3	59.3	60.0	1.1
92160	1/3	11.3	11.7	3.4
	2/3	32.0	32.9	2.7
	3/3	63.9	64.6	1.0

Tabela 2: Comparativo para o **IRGP30B120KD**

f (Hz)	Carga	Sim.(W)	Med.(W)	Erro (%)
15360	1/3	16.6	20.3	18.0
	2/3	35.1	31.0	13.2
	3/3	55.7	51.9	7.3
30720	1/3	25.5	22.2	15.0
	2/3	50.8	43.3	17.3
	3/3	76.8	67.0	14.7

4 Discussão

Em síntese, os resultados obtidos foram explorados sob duas óticas, relacionadas aos dois objetivos do projeto: investigação do desempenho do software do cálculo de perdas, e comparação crítica entre o conversor de silício e o de carbetto de silício.

²Calculado por $\frac{P_{SIM} - P_{MED}}{P_{MED}}$

4.1 Software e Medições

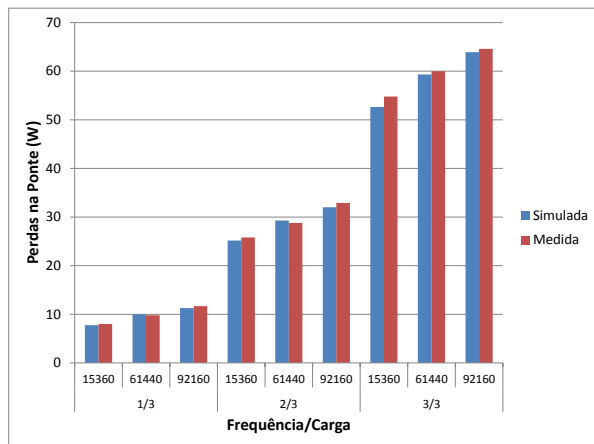
Obteve-se erros inferiores a 5% para todos os casos analisados com o MOSFET, precisão significativa considerando as limitações desse experimento. Como já citado anteriormente, a avaliação experimental determinou as perdas globais, o que indica automaticamente que as perdas específicas dos transistores são menores do que aquelas medidas, podendo gerar flutuações entre os erros encontrados neste estudo com relação aos reais. Além disso, nem todas as condições de ensaio puderam ser incorporadas de forma detalhada no software, como a variação da temperatura e os níveis de tensão de *gate* aplicadas pelo driver - este último, extremamente relevante para o carbetto de silício (L. Abbatelli, 2015). Por fim, os componentes utilizados para o filtro de saída não foram otimizados para cada uma das frequências analisadas, optando-se por uma solução mais prática (menos variedade de indutores e capacitores), o que pode também influenciar na distribuição de correntes e conseqüentemente na determinação de perdas.

Para o IGBT, por outro lado, houve uma tendência de superestimativa das perdas, com erros médios de 15%. Uma provável causa para essa diferença é a região de operação do transistor em relação à operação nominal: Como a especificação do IRGP30B120KD é de 30A em 100 °C, as curvas da sua folha de dados não representam de forma detalhada o funcionamento para correntes inferiores a 10A eficazes, região escolhida para estes ensaios. O programa de cálculo de perdas, que tem como uma das entradas as curvas características do componente (Cota et al., 2015), depende então exclusivamente dos seus mecanismos internos de interpolação e extrapolação, que acabam levando a uma redução de acurácia.

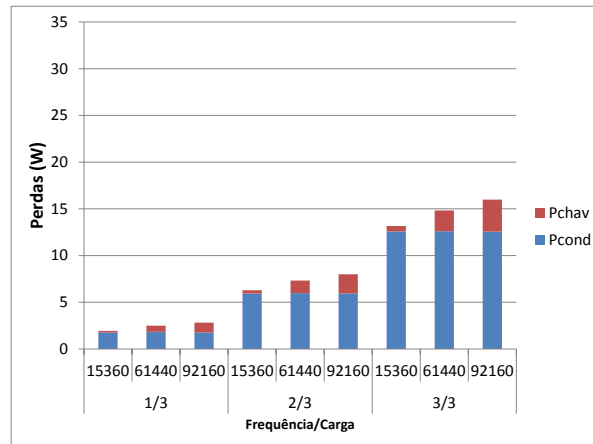
4.2 Comparação entre transistores de Silício e Carbetto de Silício

No âmbito das simulações, os resultados corroboram aqueles obtidos em (Cota et al., 2015). Como esperado, as perdas para o transistor de silício aumentam com uma intensidade muito maior com o aumento da frequência. Visualizando a distribuição por grupo de perdas na figura 5, é perceptível a participação significativa das perdas de chaveamento no IRGP30B120KD, comportamento esperado principalmente para a condição de corte (Khanna, 2004). A resistência em condução R_{DSon} do MOSFET, no entanto, é superior à do IGBT, levando a perdas de condução mais elevadas para os mesmos níveis de corrente (20% superiores para 2/3 de carga e 50% para carga plena em 15,36 kHz).

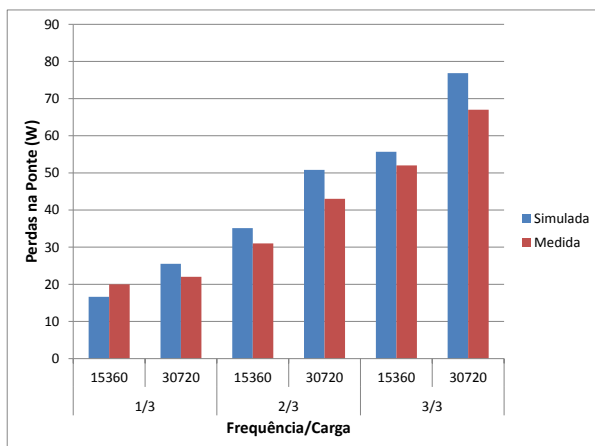
As medições confirmaram também essas inferências: Em 15,36kHz, o MOSFET apresentou perdas menores operando com cargas mais bai-



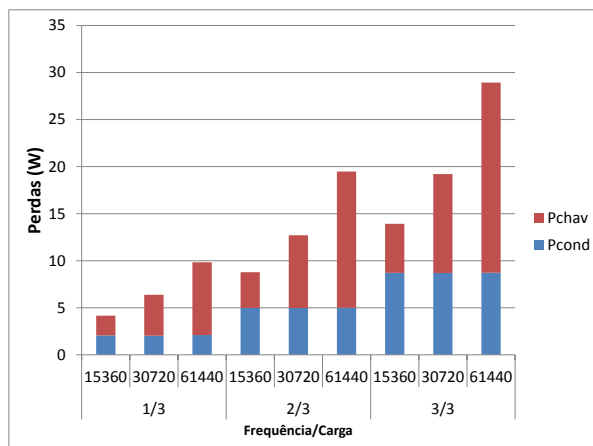
(a) SCT2160KE



(a) SCT2160KE



(b) IRGP30B120KD



(b) IRGP30B120KD

Figura 4: Comparativo entre resultados das simulações e medições

Figura 5: Distribuição de Perdas na Simulação (por transistor)

xas, quando a resistência R_{DSon} não teve tanta influência. À medida que a carga se aproximou da plena, os resultados para os dois componentes foram muito similares - a vantagem das perdas de chaveamento reduzidas no SiC foi compensada pelo aumento das perdas de condução. Entretanto, uma pequena elevação da frequência já mostrou a grande diferença entre os materiais: em 30,72 kHz, o IGBT já apresentou perdas 30% mais altas em carga plena, enquanto que o MOSFET de SiC apresentou elevação de apenas 17,8% operando em uma frequência três vezes mais elevada, em 92,16 kHz.

5 Ganhos de Volume e Peso no Dimensionamento do Filtro

A parte majoritária das vantagens dimensionais no filtro de saída está relacionada com os indutores, já que estes são componentes relevantes em termos de peso e volume e são muito afetados por alterações na frequência de operação.

Uma primeira estimativa dos benefícios do aumento da frequência de chaveamento pode ser ob-

tida quando observados os próprios reatores que foram utilizados durante os ensaios. Apesar de superdimensionados, ambos foram projetados para valores próximos de corrente eficaz, de aproximadamente 30A. Os indutores foram pesados em uma balança de pressão convencional, e o volume foi estimado a partir de medições dimensionais.

Tabela 3: Peso e volume dos indutores utilizados na montagem

Indut. (μH)	Peso (kg)	Volume (cm^3)
600	2.095	400
88	0.550	154

Entretanto, como a escolha desses componentes foi sujeita à disponibilidade imediata para utilização, não havendo uma fabricação otimizada para esta aplicação específica, optou-se por enriquecer os dados comparativos através do projeto de três indutores, um para cada uma das frequências avaliadas com o SiC (15,36 kHz, 61,44 kHz e 92,16 kHz). Utilizou-se como método a aproximação por produto das áreas, e foram definidos os seguintes parâmetros de projeto:

- Excursão máxima de corrente no indutor de 35%;
- Corrente eficaz de 9,45A;
- Densidade de Corrente de 4,5A/mm²;
- Densidade de Fluxo máxima de 0,1T;
- Núcleos toroidais da série *Kool μ* da Magnetics;
- Fator de Utilização da Janela entre 0,2 e 0,25

Tabela 4: Indutores Projetados

Freq. (Hz)	Núcleo	Vol. total (mm ³)	Peso (g)
15360	77192	37024	256
61440	77076	10629	78
92160	77071	8745	64

O volume total foi estimado considerando o volume do núcleo (fornecido pelo fabricante) e o volume de cobre, obtido multiplicando o número de espiras, o comprimento médio de cada espira e a área total da seção reta do fio. Para determinação do peso, considerou-se a densidade do cobre de 8,96 g/cm³, e o peso do núcleo fornecido pelo fabricante.

Os resultados mostraram uma redução superior a 70% no peso e volume dos indutores para os novos valores de frequência de chaveamento. Apesar de não ser exatamente linear, existe uma relação de proporcionalidade clara entre esses parâmetros - a multiplicação da frequência por quatro produziu um volume 3,5 vezes menor, e um peso 3,3 vezes menor. Para o chaveamento na frequência de operação mais elevada (equivalente a uma multiplicação por seis), o volume se motrou 4,3 vezes menor, e o peso, 4 vezes menor.

As dimensões finais dos indutores carregam consigo um fator muito subjetivo, pois dependem de diversos parâmetros definidos pelo projetista (núcleo, densidade de corrente, fator de utilização). Isso dificulta apontar conclusões muito assertivas, pela variedade de soluções possíveis para uma mesma situação.

6 Análise de Custos

Para esta análise, considerou-se apenas os ganhos financeiros relativos ao filtro de saída - cujo elemento mais impactante é o reator - em detrimento do custo mais elevado dos transistores de carbetto de silício. Para fins de simplificação, a avaliação para os indutores foi realizada considerando as matérias-primas de fabricação, sendo desconsiderados custos adicionais (impregnação, isolamento, custos de produção, entre outros).

As estimativas de custo só foram possíveis graças ao fornecimento de dados atuais de mercado por terceiros - realizou-se uma aproximação do

preço por peso do material magnético, chegando ao valor de R\$0,0459/g. O preço do cobre foi considerado R\$30,00/kg, conforme referências correntes.

Tabela 5: Custos dos indutores projetados

Núcleo	Peso (g)	Peso Cu (g)	Custo Indutor
77192	180	76	R\$10,55
77076	37	41	R\$2,93
77071	34	30	R\$2,46

Sendo o custo calculado a partir do peso dos elementos, encontrou-se a mesma proporção de redução já determinada anteriormente, de 73% para a frequência de 61,44 kHz e de 77% para a frequência de 92,16 kHz, em relação ao inicial.

Os preços dos transistores IRGP30B120KDEP e SCT2160KEC foram pesquisados na internet (*Digikey Electronics*)³, e seu custo unitário foi de US\$ 4,906 (4000 peças) e US\$ 8,208 (5000 peças), respectivamente. Com a cotação média do dólar dos últimos dois meses (Outubro e Novembro de 2015) em R\$3,80⁴ e considerando quatro transistores por inversor, tem-se um custo total de transistores de R\$74,57 para o IGBT e R\$124,76 para o MOSFET; Este último 67% mais alto.

De acordo com essa estimativa, o impacto do preço mais elevado do carbetto de silício é, em porcentagem, aproximadamente compensado pela economia com o indutor do filtro. Entretanto, como a quantidade de transistores consumida é quatro vezes maior para cada inversor, e sua cotação representa uma fatia bem mais significativa do conjunto considerado, há uma elevação no custo final de produção em valores absolutos.

Vale ressaltar que existe uma variação significativa no preço de componentes dependendo da quantidade adquirida, o que pode influenciar fortemente no resultado final.

7 Conclusões

Apesar da simplicidade da técnica de medição escolhida, foi possível obter resultados muito satisfatórios com relação ao desempenho do programa de cálculo de perdas. Algumas limitações no seu funcionamento foram percebidas e levantadas, como a dependência da escolha adequada da região de operação e a incapacidade de prever os desvios das curvas da folha de dados com parâmetros externos. Ainda assim, seu potencial de desenvolvimento e aplicação é grande, e existe uma margem muito extensa para realização de novos ensaios experimentais: utilização de diferentes topologias, refinamento da medição para promover

³Consultado em 01/12/2015

⁴XE Currency References

um isolamento completo das perdas dos transistores (até mesmo entre chaveamento e condução, quando possível), controle mais adequado e preciso das condições do filtro de saída, incorporação de medições de temperatura, entre outros. Considerando o caráter introdutório deste trabalho, a obtenção de um erro máximo de 18% para todas as baterias de ensaios já foi significativo.

As perspectivas promissoras do Carbetto de Silício, já difundidas na literatura e no mercado, foram confirmadas com os resultados experimentais. Foi constatado que o crescimento das perdas com a frequência se dá em um ritmo muito lento, com um aumento de apenas 17,8% para um chaveamento em uma frequência seis vezes maior. O rendimento obtido em 92,16 kHz foi o mesmo que aquele avaliado para um IGBT convencional operando em 30,72 kHz.

A elevação da frequência de chaveamento promove uma redução substancial das dimensões do filtro de saída, possibilitando a produção de equipamentos mais eficientes e compactos. Além disso, existe uma vantagem adicional, que é o deslocamento para além da faixa de percepção auditiva do ouvido humano, de aproximadamente 20 kHz, reduzindo o ruído sonoro produzido. Todavia, como foi observado nos ensaios, a operação de circuitos de potência em frequências mais altas também traz consequências negativas. Para que o projeto dos novos conversores seja viável, são indispensáveis estudos de compatibilidade eletromagnética para tais aplicações - nas medições com 92,16 kHz, houve constantes problemas de comunicação entre o microcontrolador responsável pela modulação e o computador, assim que o inversor era ligado.

Com relação aos custos do carbetto de silício, verificou-se que ainda há uma diferença relevante, mas que já seria plausível amenizá-la com a economia em outros elementos do conversor. A tendência é a minimização dessa diferença nos próximos anos - a sua maior difusão acarretará em uma redução nos custos de produção, favorecendo sua competitividade (fator de escala). Possivelmente em alguns anos este semiconductor representará uma parcela importante dos dispositivos para conversão de potências elevadas.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer aos professores e alunos do Grupo de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Minas Gerais (GEP - UFMG) pelo apoio durante o desenvolvimento desse trabalho. Em especial à Anna e ao Rafael, pela disponibilidade de ajudar e pela criação da ferramenta estudada. Aos Engenheiros Paulo de Tarso Paixão Lopes e Wilton Padrão, em conjunto com todos da Engetron Engenharia Eletrônica Indústria e Comércio LTDA, pelo acompanhamento, fornecimento de materiais e de informações essen-

ciais.

Referências

- Cota, A. P., Abrantes, R. C., Cortizo, P. C., Santana, R. A. and Padrao, W. C. (2015). Comparison of three 3-phase converter topologies for ups applications, *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)* pp. 1–6. DOI: 10.1109/COBEP.2015.7420148.
- Ermel, V., Meisner, J., Kurrat, M. and Kahmann, M. (2013). Adaptive acquisition of power igbt transients with discrimination circuit, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* **62**(9): 2364–2371. DOI: 10.1109/TIM.2013.2272395.
- Hazra, S., De, A., Cheng, L., Palmour, J., Schupbach, M., Hull, B., Allen, S. and Bhattacharya, S. (2015). High switching performance of 1700v, 50a sic power mosfet over si igbt/bimosfet for advanced power conversion applications, *IEEE Transactions on Power Electronics* **31**(7): 4742–4754. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2432012.
- Khanna, V. K. (2004). *Insulated gate bipolar transistor IGBT theory and design*, John Wiley & Sons. ISBN: 978-0-471-23845-4.
- L. Abbatelli, C. Brusca, G. C. (2015). Application note an4671 - how to fine tune your sic mosfet gate driver to minimize losses.
- Masserant, B. and Stuart, T. (1996). Experimental verification of calculated igbt losses in pfcs, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* **32**(3): 1154–1158. DOI: 10.1109/7.532276.
- Mohan, N. and Undeland, T. M. (2007). *Power electronics: converters, applications, and design*, 3rd edn, John Wiley & Sons. ISBN: 978-0-471-22693-2.
- Strowitzki, C. F. (2013). Parametric measurements of switching losses of insulated gate bipolar transistor in pulsed power applications, *Plasma Science, IEEE Transactions on* **41**(10): 2614–2618. DOI: 10.1109/TPS.2013.2251678.
- Zymmer, K. and Mazurek, P. (2011). Comparative investigation of sic and si power electronic devices operating at high switching frequency, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences* **59**(4): 555–559. DOI: 10.2478/v10175-011-0068-0.