

RELATÓRIO FINAL

DESENVOLVIMENTO DE UM PULSADOR COMPACTO DE 10kV/5A PARA TRATAMENTO DE MATERIAIS AEROESPACIAIS

Paulo Rizzo Filho
INPE – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
Orientador: Dr. José Osvaldo Rossi
No. Processo: 108158/2009-8
Julho/2011

Resumo

Este documento descreve as atividades realizadas no programa de IC no Laboratório Associado de Plasma do INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais) no período de Agosto/2010 à Julho/2011. O objetivo deste projeto consistiu no desenvolvimento de um pulsador compacto baseado no *upgrade* de uma fonte similar compacta de 4 kV/2 A (já em uso no LAP). Este modulador foi construído para ser usado num processo de implantação de íons de um plasma nitrogênio em superfícies de materiais aeroespaciais (Al e polímeros, principalmente) o qual utiliza a tecnologia de transformador de pulso com chaveamento por uma chave semicondutora do tipo IGBT. Esse modulador compacto foi desenvolvido porque os moduladores convencionais empregam os tubos tetrodos a vácuo (HT- *Hard Tube*), que apesar de serem excelentes chaves eletrônicas, são de grande tamanho e possuem filamento, sendo bem mais caros que semicondutores. Portanto, para processos industriais na qual a redução de custo é essencial, o emprego de moduladores do tipo HT acaba saindo de elevado preço. O modulador desenvolvido utiliza um capacitor de 33 μ F, que se descarrega pelo primário do transformador de pulso através de um IGBT com tensão de bloqueio de 1,2 kV. O gerador foi projetado para gerar pulsos com amplitude de 10 kV, duração máxima de pulso de 7 μ s, tempo de subida \sim 1 μ s e frequência máxima de repetição de 5 kHz. No entanto, por motivos de limitação de razão V.s (Volt-seg.) do núcleo do transformador de ferrite e indutância de dispersão dos enrolamentos, foi possível operar o modulador na frequência máxima de 1 kHz, apenas com tensões de pico da ordem de 5,5 kV tanto na carga resistiva de 2 k Ω como no plasma de nitrogênio com densidades da ordem de 10¹⁰ cm⁻³ na largura de pulso especificada máxima de 7 μ s. Na realidade, o ponto principal do trabalho

consistiu no aprimoramento de nova uma topologia com apenas um transformador de pulso na saída para a redução do tempo de subida de pulso ($< 1 \mu\text{s}$), conforme foi observado pela medida do tempo de subida em carga resistiva de alto valor ($100 \text{ k}\Omega$) nos testes em BT até 300 V. Por outro lado, nos testes em AT, por causa da elevada carga nas condições do plasma ou de baixo valor resistivo ($2 \text{ k}\Omega$), houve um incremento do tempo de subida de pulso, atingindo-se a faixa de $3 \mu\text{s}$ para tensões mais elevadas acima de 3 kV. Entretanto, neste relatório, como conclusão, algumas medidas serão propostas para se chegar em $1 \mu\text{s}$ nos testes de AT em $\approx 10 \text{ kV}$ nos trabalhos futuros.

1 INTRODUÇÃO

O processo de implantação PIII (Plasma Immersion Ion Implantation) é relativamente uma técnica nova usada para modificar as superfícies de materiais e componentes industriais. O respectivo tratamento de superfícies consiste na imersão de uma amostra em um gás ionizado (plasma) e subsequente aplicação de um pulso negativo de alta tensão (AT) com o objetivo de formar uma bainha de plasma ao redor da superfície, na qual os elétrons são repelidos de volta para o plasma e os íons são acelerados em direção a superfície do alvo. Portanto, o modulador de pulso tem um importante papel no tratamento de materiais pela técnica PIII [1, 2]. A implantação destes íons no material (normalmente nitrogênio, podendo ser também qualquer outro tipo de gás nobre) introduz importantes modificações nas propriedades de superfície da peça tratada, como por exemplo, melhoramento de resistência à corrosão e aumento da dureza. Comparado com outras convencionais com a implantação por feixe de íons (IBI – Ion Beam Implantation), o processo PIII tem diversas vantagens tal como não necessidade de manipulação do alvo e capacidade de implantar objetos com formas complexas e de contorno irregular, o que é particularmente difícil usando-se o processo IBI.

Desta maneira, o programa de IC no INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais) consiste no estudo e desenvolvimento de um modulador compacto para a implantação de íons de nitrogênio de plasma em superfícies de materiais aeroespaciais. Este modulador compacto está sendo projetado para

produzir pulsos com amplitude de ≈ 10 kV, duração máxima de pulso da ordem de $7 \mu\text{s}$, tempo de subida $< 1 \mu\text{s}$ e frequência máxima de repetição da ordem de 5 kHz. De fato, este projeto será baseado no *upgrade* de uma fonte similar compacta de 4kV/2A com tempo de subida de pulso da ordem de 2 a $3\mu\text{s}$, a qual já se encontra em operação no LAP/INPE para uso em sistemas de implantação com plasma de íons de Li, numa taxa de repetição da ordem de 5 kHz [3].

2 Projeto do Modulador Compacto

No laboratório do LAP/INPE, foi projetado um modulador compacto para um sistema de implantação iônica que se encontra em operação no LAP/INPE. Neste circuito, utilizamos um conversor *forward* com saída ligada a um transformador de pulso. Basicamente, o conversor consiste de um capacitor de $33 \mu\text{F}$ que se descarrega através do primário de um transformador de pulso por meio de uma chave IGBT com tensão de bloqueio de 1,2 kV aproximadamente, conforme mostra a Fig. 2.1. Uma fonte DC de alta tensão da ordem de 1 kV aproximadamente é usada para carregar o capacitor e o transformador de pulso (TP) deve ter uma relação de espiras da ordem de 1:10 para que a tensão final de saída atinja ≈ 10 kV. Desta forma, com o uso do transformador de pulso uma tensão mais baixa de chaveamento pode produzir uma tensão bem mais elevada de saída, evitando a complexidade da ligação de várias chaves semicondutoras em série. Outra vantagem deste circuito é que se utiliza uma pequena chave semicondutora ao invés de usar um tetrodo rígido de maior tamanho, que é mais caro e com exigência de potência de filamento de aquecimento, como nos pulsadores HT convencionais. Uma nova característica adicional deste circuito é que foi projetado um circuito RCD (ver R7, C1 & D1 na Fig. 2.1) para proteção do IGBT contra sobre tensões e desmagnetização do núcleo do transformador entre pulsos, atuando juntamente com o diodo *clamping* D2 da Fig. 2.1. Neste circuito, foi incluída a indutância de magnetização da ordem de $150 \mu\text{H}$ e as capacitâncias parasitas dos enrolamentos (primários & secundários) de apenas 10pF. Também, no modelo SPICE do transformador (T1 Default) as indutâncias de dispersão de ambos os enrolamentos foram ajustadas em $1 \mu\text{H}$. Finalmente, um gerador de pulsos de baixa tensão (BT) de 12 V é empregado para o controle do tempo de

chaveamento, cuja saída é ligada à porta do IGBT por meio de uma baixa resistência da ordem de 47 ohms.

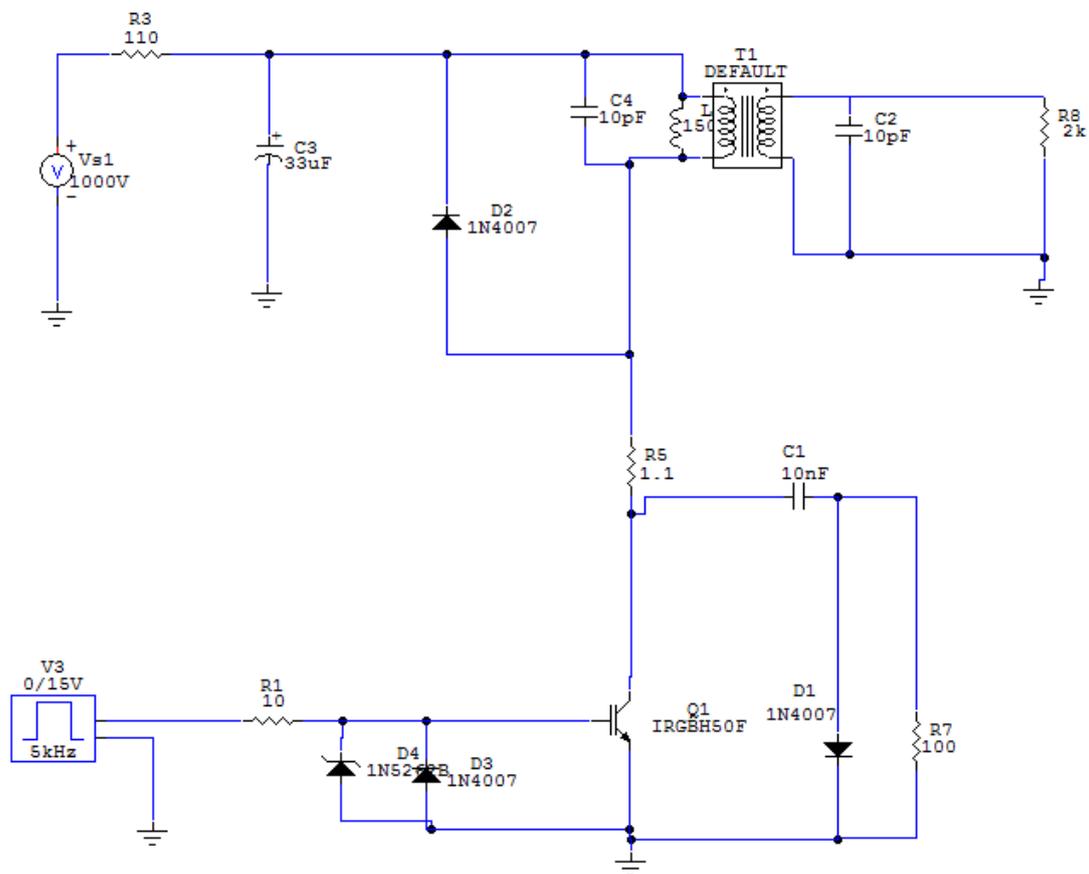


Fig. 2.1. Modulador compacto usando um transformador de pulso de saída.

3 Simulações e Resultados Experimentais

As Figs. 3.1 & 3.2 mostram respectivamente as simulações da tensão de saída no secundário do transformador de pulso e de chaveamento no coletor do IGBT. Ambas as figuras mostram as voltagens obtidas para uma largura de pulso da ordem de 5 μ s ajustada no gerador de pulsos com tempos de subida & descida da ordem de 10 ns e taxa de repetição da ordem de 5 kHz. Observe que usando um transformador com baixa indutância de dispersão (1 μ H) com relação 1:10 a tensão obtida na saída fica próxima á 10 kV, com tempo de subida de pulso \approx 1 μ s, como esperado. O transformador foi projetado para operar com uma duração máxima de pulso de 7.0 μ s com o intuito de não exceder a razão V.s do núcleo magnético do transformador. Também note que a chave IGBT muda do nível de bloqueio de aproximadamente 1000 V

rapidamente para uma tensão próxima de zero (região de saturação) durante o tempo de condução do pulso, porém com tempo de recuperação de bloqueio de aproximadamente 500 ns, de acordo com a simulação da Fig. 3.2..

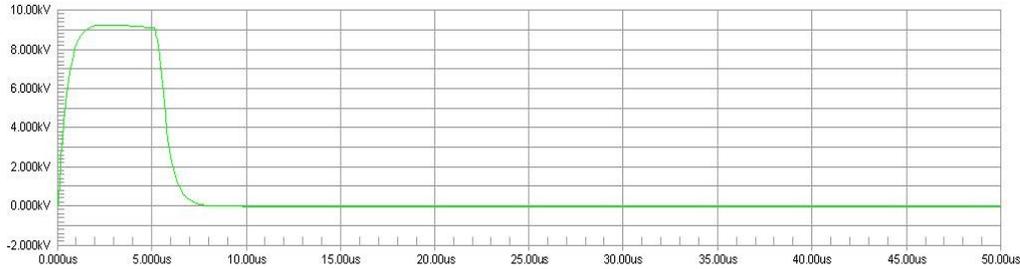


Fig. 3.1. Simulação da tensão de saída do modulador em plena carga.

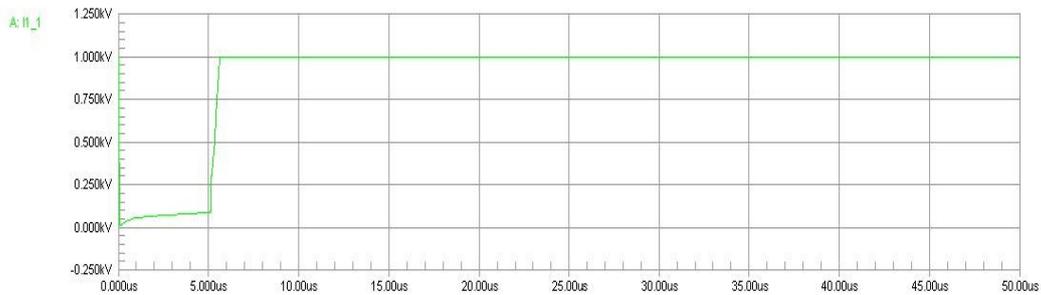


Fig. 3.2. Pulso do coletor do IGBT durante o chaveamento.

Inicialmente para testar apenas o circuito chaveador em BT, montamos o seguinte circuito mostrado na Fig. 3.3, sem o transformador de pulso de saída, e comparamos os resultados de simulação com os experimentais, porém com o tempo de largura de pulso muito maior (da ordem de 125 μ s) uma vez que não foi usado o transformador. Também, observe nesse caso que foi usado uma capacitância menor (4 μ F) para os testes do circuito chaveador em BT. A placa de testes do circuito chaveador está mostrada na Fig 3.4.

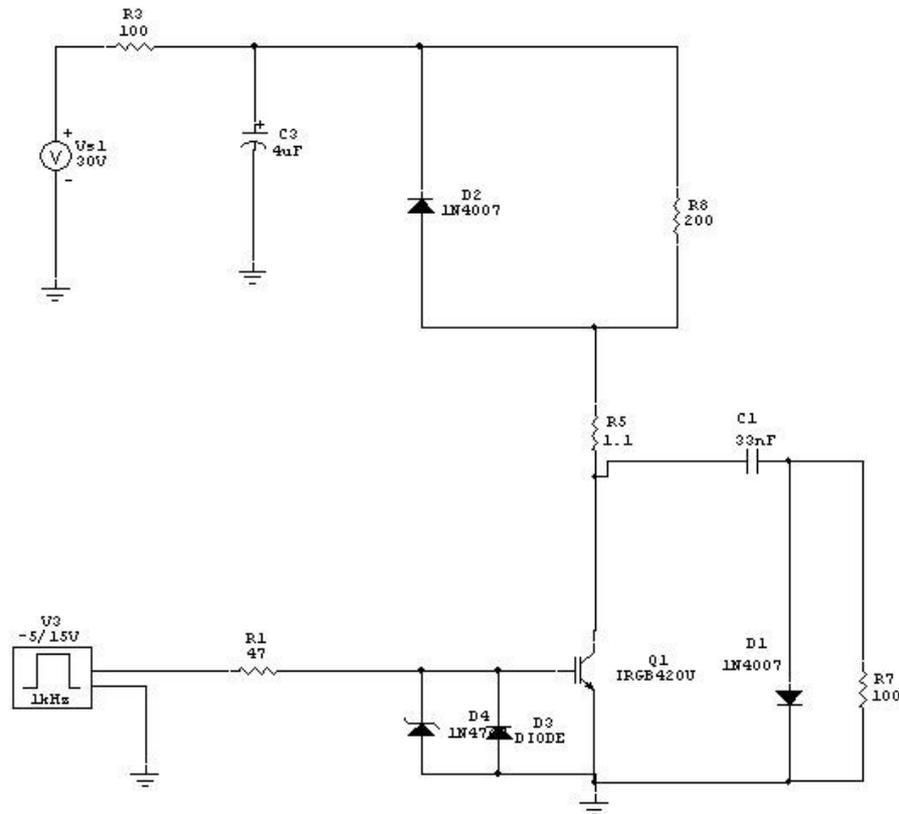


Fig. 3.3. Circuito chaveador usado nos testes em BT sem o TP.

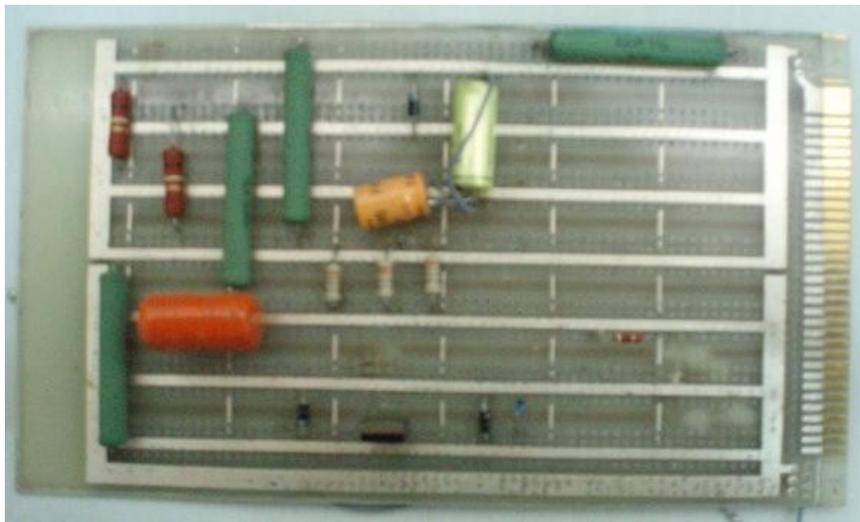


Fig. 3.4: Placa do circuito de chaveamento usado nos testes em BT sem TP.

Observe no circuito da Fig. 3.3 que uma resistência de 200 ohms foi usada para simular uma carga de 2 k Ω refletida para o primário do transformador. As Figuras 3.5., 3.6. e 3.7. mostram respectivamente as tensões de saída do gerador de pulso (V_p), de porta ou *gate* do IGBT (V_g) e de coletor (V_c). As

curvas em azul mostram os resultados de simulação, enquanto as curvas em vermelho os experimentais. Praticamente, como observado nas Figs. 3.5 & 3.6, não existe basicamente diferença entre V_p e V_g , visto que existe apenas uma pequena resistência de 47 ohms entre a porta do IGBT e a saída do gerador e a corrente de base da chave é mínima (praticamente zero). Verifica-se que existe uma boa concordância entre os gráficos de simulação e experimentais, o que demonstra a confiabilidade e funcionalidade do circuito chaveador proposto. Observe também neste caso que o tempo de recuperação de bloqueio da chave (veja a Fig. 3.7) é afetado pela inclusão da capacitância de 33 nF circuito RCD de proteção do IGBT, uma vez que o primário do transformador não está conectado ao circuito. Observa-se que na simulação da Fig. 3.2 que o uso do transformador reduz o longo tempo de subida que é observado durante o corte da chave IGBT na Fig. 3.7. No entanto, como anteriormente, o tempo de condução é controlado pela largura de pulso ajustada no gerador de pulsos de 12 V e é extremamente rápido (na faixa de ns), sendo basicamente limitado pelas características elétricas de porta do IGBT.

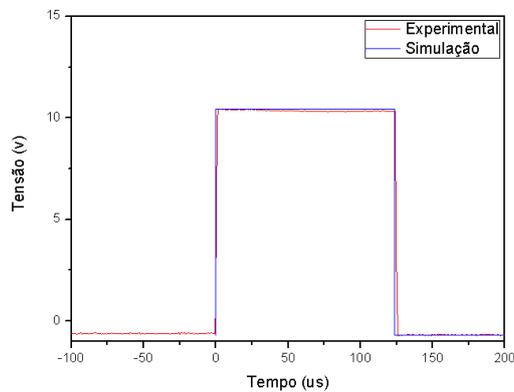


Fig. 3.5. Tensão de saída do gerador de pulsos de BT.

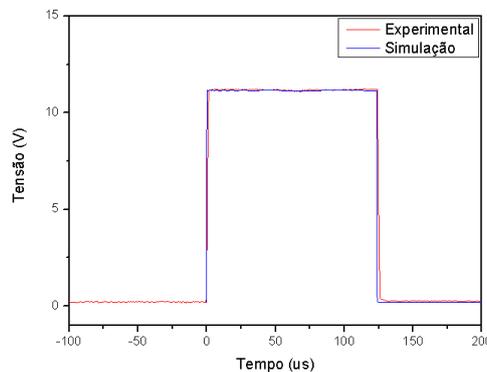


Fig. 3.6 Tensão de porta ou de gate do IGBT.

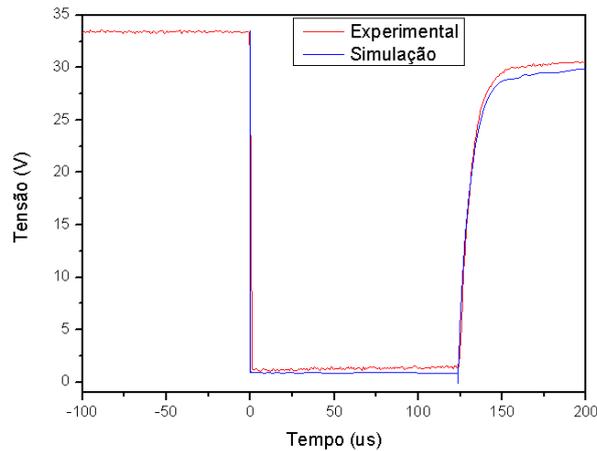


Fig. 3.7. Tensão no coletor do IGBT

Após os testes em BT sem o trafo, construímos um transformador de pulso de AT com uma relação de espiras de 1:10 conforme mostra a Fig. 3.8. Entretanto, em primeiro lugar fizemos os testes em BT do transformador de pulso acoplado ao circuito chaveador para checar o funcionamento do modulador em topologia completa.



Fig. 3.8. Foto mostrando duas vistas do transformador de pulso construído.

Para os testes em BT do modulador com topologia completa usamos uma capacitância maior no circuito chaveador de 50 μ F (de acordo com o projeto da Fig. 2.1) e usamos uma fonte DC ajustada em 33 V. Como carga, um resistor de alto valor de 100 k Ω foi ligado ao secundário do transformador. Após simulações e testes em BT com o circuito chaveador, utilizando o

transformador de pulso, comparamos a tensão de saída simulada na carga com aquela obtida experimentalmente, conforme mostra a Fig. 3.9, ajustando-se a indutância de magnetização em 30 μH , a indutância de dispersão em 20 μH e mantendo-se as capacitâncias parasitas em 10 pF para um melhor *fitting* entre as curvas. A partir deste resultado, observa-se que há uma boa concordância entre os resultados experimentais e de simulação demonstrando que os parâmetros estimados de projeto, como indutância de dispersão e de magnetização do transformador estão corretos, bem como a capacitância parasita calculada dos enrolamentos primário e secundário.

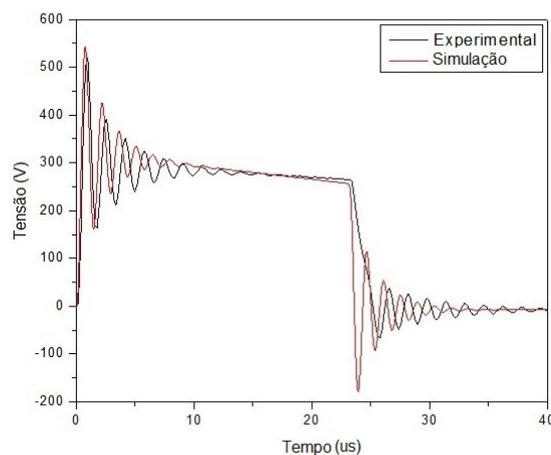


Fig. 3.9. Tensão de saída do transformador de pulso nos testes em BT.

Os testes e simulações a seguir (ver Fig 3.10 e 3.11), mostram respectivamente a tensões de porta e de coletor do IGBT. As curvas em preto mostram os resultados de simulação, enquanto as curvas em vermelho os experimentais. Verifica-se novamente que existe uma boa concordância entre os gráficos de simulação e experimentais, o que demonstra de novo uma boa confiabilidade e funcionalidade do circuito chaveador proposto.

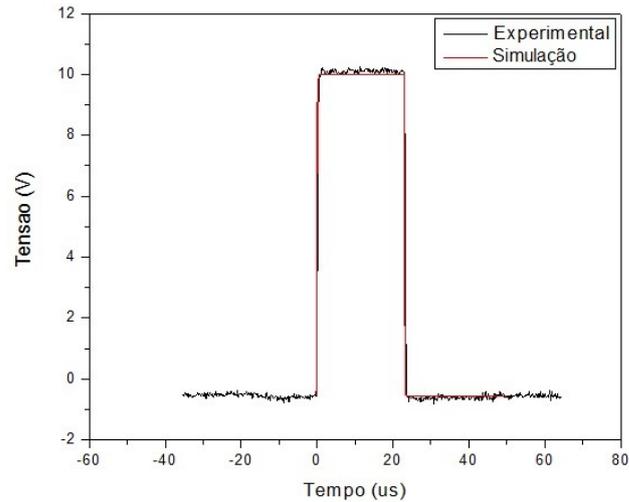


Fig. 3.10. Tensão de porta do IGBT.

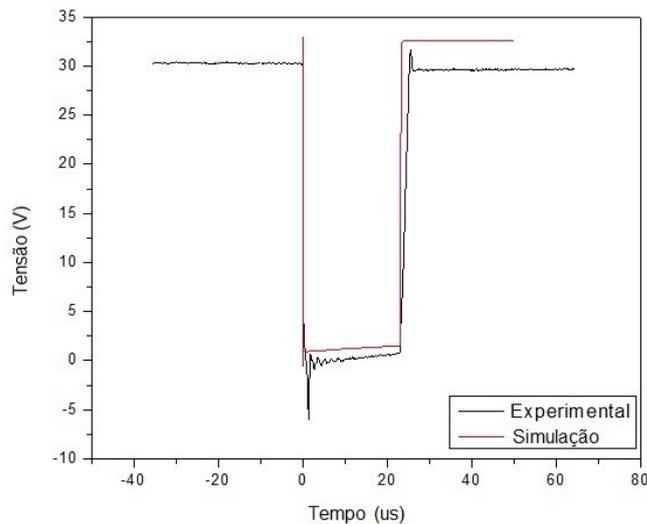


Fig. 3.11. Tensão no coletor do IGBT.

Finalmente observe que para estes testes em BT a largura do pulso do modulador foi ajustada em $23 \mu\text{s}$. Neste caso em BT, novamente a razão $V.s$ do trafo não é excedida, pois a máxima tensão de entrada é da ordem de 30 V.

Após verificar bom funcionamento do modulador em BT, foi desenvolvida uma nova placa para realizar os testes em AT (alta tensão), conforme circuito impresso da placa ilustrado na Fig. 3.12. Nesta nova placa (ver Fig. 3.13) alguns parâmetros foram variados para o uso de uma fonte DC de maior potência com tensão máxima de saída de 1 kV e para a capacitância do

conversor alterada para suportar AT de bloqueio tal que $C = 3 \times 100 \mu\text{F}/450 \text{ V}$ em série, onde $C_{\text{final}} \approx 33 \mu\text{F}$.

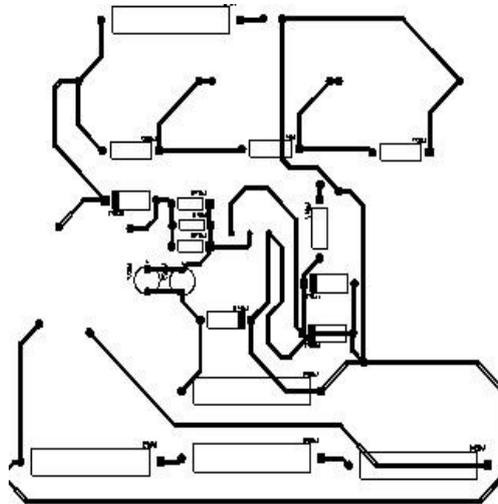


Fig. 3.12. Placa de circuito impresso do chaveador.



Fig. 3.13. Placa do chaveador para testes em AT.

Através deste novo projeto da placa, os primeiros testes em AT foram realizados, até uma tensão final da ordem de 2.5 kV numa carga resistiva de 2 k Ω , numa taxa de repetição de pulso variando entre 100 Hz e 1 kHz. As Figs. 3.14 & 3.15 ilustram os testes em AT, fornecendo respectivamente o chaveamento do IGBT em 300 V e o pulso de tensão de saída na carga. Também, nestas figuras, estão mostradas as respectivas simulações dos pulsos de entrada e saída (em vermelho), onde pode se notar que o tempo de subida aumenta consideravelmente na saída, quando se opera em AT com

baixa carga resistiva, conforme demonstram os resultados de simulação e experimentais. Entretanto, neste caso, o ganho experimental do transformador está mais baixo, da ordem de 8.3, uma vez que o platô da tensão de saída está em 2.5 kV aproximadamente para uma tensão de chaveamento de entrada em 300 V. Ainda, note que o tempo de subida de pulso também está acima de 1 μ s (entre 1 e 2 μ s) e que o *ringing* (oscilações) foi eliminado, em comparação com os testes em BT da Fig. 3.9, por causa das condições de elevada carga (2 k Ω) associada à indutância de dispersão do TP, a qual aumenta consideravelmente o tempo de subida de pulso para valores altos de tensão de saída. O ganho teórico ou simulado está maior, pois foi usado neste caso um valor de indutância de dispersão abaixo de 10 μ s na simulação.

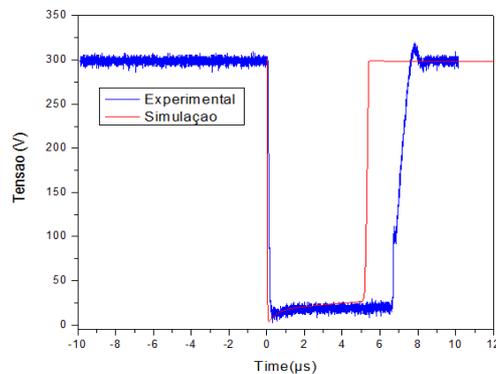


Fig. 3.14. Tensão do coletor do IGBT durante chaveamento.

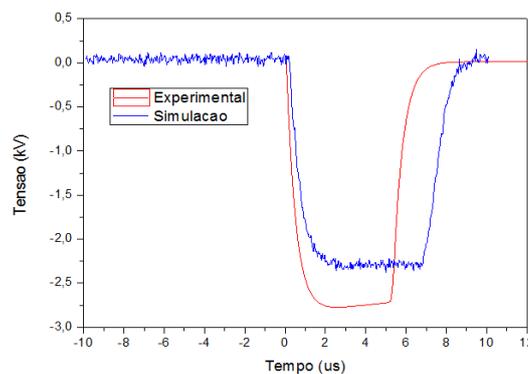


Fig. 3.15. Pulso de saída do TP numa carga resistiva de 2 k Ω .

Na próxima fase do projeto, os testes em AT do TP foram feitos elevando-se a tensão para valores acima de 300 V numa frequência de repetição da ordem de 100 Hz. Contudo por causa da alta indutância de dispersão e da elevada razão de espiras elevadas para um TP ($n=10$), a tensão final que se chegou com carga resistiva foi de apenas 5.5 kV, uma vez que acima de 700 V

de tensão de chaveamento de entrada não se verificava mais nenhum incremento na tensão de saída devido ao elevado tempo de subida de pulso para um pulso de curta duração da ordem de 7 μs . A Fig. 3.16 descreve este efeito observado, mostrando o pulso de tensão obtido com um aumento considerável do tempo de subida do pulso de saída da ordem de 3 μs . Aliás, esta uma característica é uma tendência que já se tinha observado com tensões de saída em torno de 2 kV, conforme mostra o resultado anterior (Fig. 3.15).

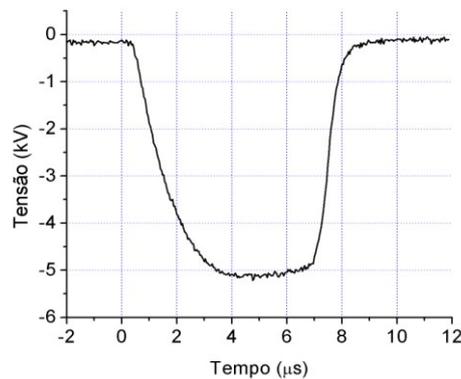


Fig. 3.16. Pulso máximo de saída obtido na carga resistiva em 100 Hz.

Por último, o modulador foi testado acoplado-se ao dispositivo implantador de íons com tensão de saída da ordem de 5 kV/5 μs numa taxa de repetição de 1 kHz, onde a carga do sistema consiste num plasma de nitrogênio de baixa densidade da ordem de 10^{10} cm^{-3} . A Fig. 3.17 mostra a formas de ondas obtidas de tensão de saída (CH1 em azul), pulso de controle no gate do IGBT (CH4 em verde) e corrente de plasma (CH3 em magenta), mostradas na tela de um osciloscópio digital de Tektronix de 100 MHz. Como uma ponta de prova de AT com razão de 1:1000 foi usada para coletar a tensão do pulso de saída, a escala vertical para CH1 fica calibrada em 2 kV/div. No caso do pulso de corrente, calibração da escala para CH3 é de 0,2 A/div, pois um TC (transformador de corrente) com 50 Ω de impedância de entrada e razão de transformação de 10 mV/A é acoplado à entrada do respectivo canal. Para CH4, a calibração do canal coincide com a do osciloscópio mostrada na tela, pois se trata de uma medida feita com uma ponta de prova em BT de 1:1. Mais uma vez, em função da baixa impedância do plasma (8 -10 k Ω), da alta razão

de transformação do TP ($n=10$) e do grande valor de indutância de dispersão (na faixa de $20 \mu\text{H}$), obtém-se um elevado valor do tempo de subida de pulso ($3 \mu\text{s}$), conforme já observado anteriormente na Fig. 3.16 para os testes em carga resistiva de baixo valor ($2 \text{ k}\Omega$). Note também o aspecto triangular do pulso de tensão saída, bem como do pulso de corrente, são devido ao elevado tempo de subida de pulso observado para um pulso de saída de curta duração, da ordem de $5 \mu\text{s}$. Por último, o baixo valor de pico do pulso de corrente obtido pode ser explicado pela pequena área de implantação da amostra de silício testada ($2 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$).

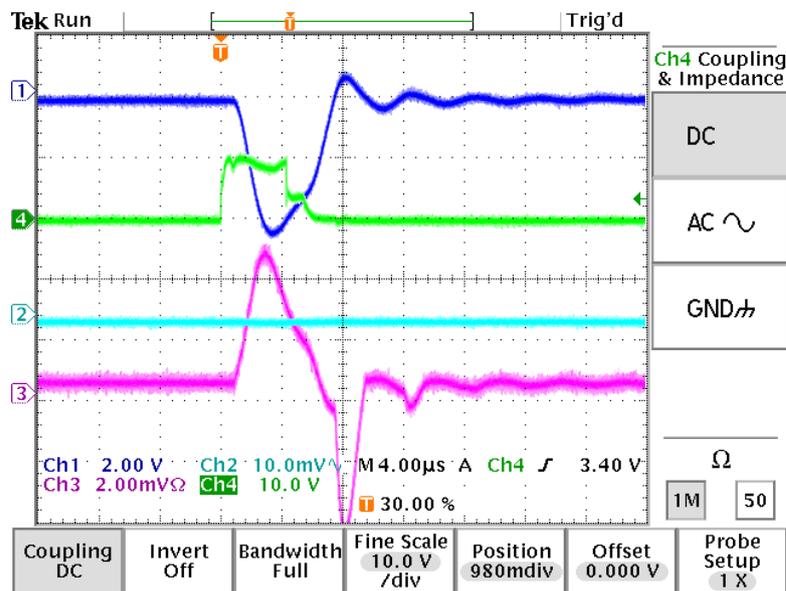


Fig. 3.17. Pulsos de tensão de saída (azul), de corrente (magenta) e de controle (verde) obtidos durante o processo de implantação. Esc. Vert.: 2 kV/div (CH1); $0, 2 \text{ A/div}$ (CH3) e 10 V/div (CH4).

4 CONCLUSÕES

Como descrito, o objetivo deste projeto consistiu no desenvolvimento de um pulsador compacto de estado sólido, composto basicamente de um conversor DC *forward* chaveado por uma chave semicondutora do tipo IGBT e em série com um transformador de pulso. De fato, este projeto foi baseado no *upgrade* de uma fonte similar compacta de $4\text{kV}/2\text{A}$, a qual já se encontra em operação no LAP/INPE. No entanto, neste último caso, o uso de uma topologia

com vários transformadores de pulso de saída eleva o tempo de subida de pulso para mais de 3 μ s. Isto é basicamente causado pela conexão utilizada paralela-série respectivamente dos enrolamentos primários e secundários dos transformadores de pulso utilizados. Neste projeto, o ponto principal do trabalho consistiu no aprimoramento de nova uma topologia com apenas um transformador de pulso na saída para a redução do tempo de subida de pulso. Por exemplo, no desenvolvimento do projeto, nos testes experimentais em carga resistiva de alto valor (100 k Ω) em BT, obtiveram-se tempos de subida de pulso bem menor do que 1 μ s, ao custo de significativo de elevado overshoot com acentuadas oscilações de saída (*ringing*). À medida que se aumenta a tensão com alta carga (isto é, com um baixo valor de impedância do plasma ou de carga resistiva < 10 k Ω) o overshoot e as oscilações desaparecem à custa da obtenção de um grande tempo de subida de pulso (3 μ s), conforme observado nos testes em AT. Por causa deste elevado tempo de subida de pulso, combinado com um pulso curto máximo especificado de 7 μ s, havia uma limitação do pico de tensão do pulso de saída (5 a 6 kV). Por outro lado, como demonstrado nas simulações em AT (ver Fig. 3.1), é possível se chegar a valores próximos de 9 kV com um único TP em baixo valor de carga resistiva, desde que a indutância de dispersão do transformador fique abaixo de 10 μ H. Obviamente, como demonstrado nos testes em AT devido à alta indutância de dispersão do TP obtida (> 10 μ H), este não foi o caso e dois passos importantes podem ser tomados em trabalhos futuros para se atingir este objetivo de redução de *rise-time* com apenas um transformador em baixa carga em AT [4, 5], conforme enunciado abaixo:

- 1) Redução da indutância de dispersão do TP usando-se um núcleo com alto valor de saturação de indução (1,2 T) como permalloy ou metglass, em vez de ferrite. Com isto, um menor número de espiras pode ser usado tanto no primário como secundário do TP, permitindo uma redução significativa da indutância de dispersão, em função da maior razão V.s do núcleo magnético empregado de liga metálica.
- 2) Redução da relação de transformação do TP uma vez que a indutância de dispersão do secundário é refletida para o primário com fator de n^2 .

Neste caso, deve-se procurar IGBTs com maiores tensões de bloqueios de pelo menos 2 kV, que já estão disponíveis no mercado, para permitir usar um TP com menor n ao redor de 5 em vez de 10. O inconveniente neste caso reside no uso de uma fonte com maior capacidade de tensão de saída de 2 kV, pelo menos.

5 BIBLIOGRAFIA

- [1] X. Tian, X.Wang, B. Tan, and P. K. Chu, "Special modulator for high frequency, low-voltage plasma immersion implantation," *Rev. Sci. Instruments*, vol. 70, no. 3, pp. 1824–1827, Mar. 1999
- [2] J L. M. Redondo, E. Margato, and J. F. Silva, "A new method to build a high-voltage pulse using only semiconductor switches for plasma immersion ion implantation," *Surf. Coatings Technol.*, vol. 136, no. 1–3, pp. 51–54, Feb. 2001.
- [3] J.O. Rossi, M. Ueda, J.J. Barroso, and G. Silva, "A 4-kV, 2-A, 5-kHz, Compact Modulator for Plasma Nitrogen Plasma Implantation," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 34, no. 5, pp. 1757-1764, Oct. 2006.
- [4] D.M. Goebel et al., "Pulser Technology," in *Handbook of Plasma Immersion Ion Implantation and Deposition*, Wiley, 2000, pp. 501- 513.
- [5] M. Giesselmann, B. Palmer, and A. Neuber, "High-Voltage Impulse Generator Using HV-IGBTs" *Proc 2005 IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 763-766.