

SOLUÇÃO INTEGRADA PARA O DISPARO DE IGBTs CONECTADOS EM SÉRIE BASEADA NO COMANDO TÍPICO DE TIRISTORES

Gustavo O. Fortes, Marcos A. S. Mendes, Porfírio C. Cortizo
Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), Belo Horizonte – MG, Brasil
e-mail: gufortes@yahoo.com.br, marcoass@cpdee.ufmg.br, porfírio@cpdee.ufmg.br

Resumo – A utilização de IGBTs conectados em série ainda é um tema atual na literatura, a despeito de sua discussão ter se iniciado na década de 90. É intrigante que, apesar dos inúmeros estudos acadêmicos, atualmente não existam produtos comerciais disponíveis dentro do mercado de inversores de média tensão (até 4,16kV) e menor potência (até 1MW), utilizando essa tecnologia. Esse fato está relacionado com a dificuldade de garantir o compartilhamento dinâmico e estático de tensão entre IGBTs, originando circuitos de disparo complexos e com custo relativo elevado, se comparado com os componentes que esses pretendem comandar. Dessa forma, o presente artigo visa apresentar uma alternativa simples e de baixo custo, entretanto, efetiva para o disparo de IGBTs de baixa tensão associados em série, especificamente para o modelo de encapsulamento TO-247. São apresentados resultados experimentais mostrando os comportamentos da solução em várias condições operacionais.

Palavras-Chave – Associação em série, Circuito de disparo, IGBTs, Inversores de média tensão, Tiristores, TO-24.

INTEGRATED SOLUTION FOR DRIVING SERIES CONNECTED IGBTs BASED ON TYPICAL THYRISTORS GATE DRIVE CIRCUIT

Abstract – The use of series connected IGBTs is still a current subject in literature, despite such discussion having started in the 1990s. Though countless academic studies, there are currently no available commercial products on the market for medium voltage inverters (up to 4.16kV) and lower power (up to 1MW) using this technology. This is related to the difficulty of ensuring the dynamic and static voltage sharing between IGBTs, giving rise to relatively expensive complex firing circuits, when compared to the components they intend to control. Therefore, this article aims to present a simple and low-cost alternative, still effective for driving low voltage series-connected IGBTs, specifically for the encapsulation TO-247 type. Experimental results are presented showing the behavior of the solution under several operating conditions.

Keywords – IGBTs, Gate driver, Medium voltage inverters, Series connected, Thyristors, TO-247.

Artigo submetido em 03/05/2019. Primeira revisão em 09/07/2019. Aceito para publicação em 23/09/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.4.0033>

NOMENCLATURA

C_{ge}	Capacitância porta-emissor.
C_{ce}	Capacitância coletor-emissor.
C_{gc}	Capacitância porta-coletor.
V_{th}	Tensão limítrofe de disparo.
V_{ce}	Tensão coletor-emissor.
V_{ge}	Tensão porta-emissor.
I_c	Corrente de coletor.
I_{ces}	Corrente de fuga.
IGBT	Transistor bipolar com porta isolada.
A/D	Analógico/digital.

I. INTRODUÇÃO

O mercado de dispositivos semicondutores de potência de média tensão é relativamente restrito e com baixo consumo de componentes, quando comparado ao mercado de semicondutores de baixa tensão. Em consequência, a velocidade de desenvolvimento e o custo dos dispositivos semicondutores de média tensão não acompanharam a mesma evolução vista nos setores com alto consumo de componentes nas últimas décadas.

Essa deflexão entre a curva de evolução destes dois setores cria a oportunidade de rever métodos e topologias que tangem a utilização de elementos estáticos de potência em série. Com interesse específico no setor de inversores de média tensão (até 4,16kV) e menor potência (até 1MW), componentes mais eficientes, avançados e com custos mais reduzidos, empregados atualmente nos setores de alto consumo, podem ser utilizados em série, de modo a atender aos pré-requisitos de sistemas de média tensão.

Todavia, o melhor custo benefício dessa concepção esbarra na dificuldade da associação em série de dispositivos estáticos de potência. O problema principal é assegurar o equilíbrio no compartilhamento de tensão entre os componentes durante o estado estacionário de condução, bem como durante os transitórios de chaveamento.

Algumas técnicas de associação em série de IGBTs foram introduzidas e discutidas em [1], [2], [3] e [4], onde se resume que as dificuldades dessa associação estão relacionadas às seguintes características intrínsecas de cada dispositivo: diferenças nas correntes de fuga (I_{ces}); diferenças nas correntes de cauda e capacitâncias de saída (C_{ce}); diferenças nas tensões limítrofes de comando da porta para início de condução (V_{th}); e diferenças nas capacitâncias porta-emissor (C_{ge}). Assim como são relacionadas às seguintes características extrínsecas referentes ao circuito de potência e controle: diferenças nas indutâncias série parasitas entre dispositivos; diferenças nos circuitos de comando, por

exemplo, com atrasos puros de tempo entre os diversos canais de comando; e diferenças nas capacitâncias parasitas das fontes individuais de alimentação de cada circuito de disparo.

Existem muitos métodos que visam rejeitar tais diferenças e garantir o compartilhamento equilibrado de tensão. Essencialmente, podem ser divididos em três grandes categorias e algumas subcategorias [5]: os circuitos *snubbers* passivos ou ativos; os circuitos ativos de controle da porta; e os circuitos grampeadores de tensão. Tal como ilustrado na Figura 1.

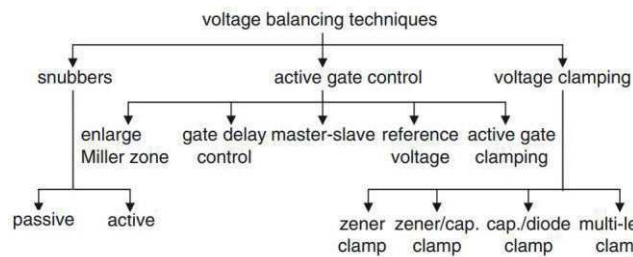


Fig. 1. Resumo dos tipos de técnicas para compartilhamento de tensão em IGBTs associados em série [5].

O desbalanceamento de tensão estático é causado pela diferença na corrente de cauda dos dispositivos, resultando em larguras distintas de suas respectivas zonas de depleção de carga. Para facilitar seu reconhecimento, um exemplo prático, obtido por [4], é apresentado na Figura 2.a onde o desequilíbrio de tensão estático pode ser visualizado durante os instantes anteriores a 35 μ s (disparo) e posteriores a 65 μ s (bloqueio). Esse efeito físico é, usualmente, compensado através da utilização de resistores em paralelo com cada elemento da série. Neste sentido, esses resistores também podem ser empregados em conjunto com os métodos ativos, uma vez que, geralmente, é necessária a compensação estática quando esses métodos atuam ativamente apenas durante os transientes de comutação [6],[7],[11]. Esses resistores também podem ser seriados em conjunto com diodos *zener* [8],[9],[10], diminuindo as perdas ao limitar sua faixa de operação. Já na vertente ativa da compensação estática encontram-se métodos que recolocam, temporariamente, o dispositivo na região ativa de operação, mas padecem com o aumento das perdas do dispositivo semiconductor. Como, por exemplo, o controle ativo de tensão da porta [12],[13], que prevê um comando pré-condicionado de grampeamento temporário, rejeitando o desequilíbrio estático após certo período, sob pena de um complexo sistema de controle analógico e digital. E também, o grampeamento de tensão via diodo *zener* com realimentação no sinal da porta [3],[14], que limita o desequilíbrio estático de tensão entre dispositivos. Entretanto, esse não atingiria, necessariamente, o equilíbrio, pois se enquadra mais adequadamente como uma proteção de tensão máxima, ou seja, como um grampeamento ativo.

Já o desequilíbrio dinâmico de tensão é aquele que ocorre durante o transitório de comutação, e, essencialmente, pode ser rejeitado por duas formas [7]: a primeira prevê o equilíbrio através do lado da potência e lança mão de circuitos simples, como os *snubbers* passivos *C*, *RC*, *RCD*, *PC* [5],[9], ou de circuitos mais complexos, como os *snubbers* ativos [20],[21]; a outra prevê o equilíbrio pelo

lado de controle, onde utiliza-se o circuito de disparo para atuar ativamente no perfil de corrente ou tensão da porta. Visando uma elucidação prática, na Figura 2 é apresentado um desequilíbrio de tensão durante transitório de disparo [4].

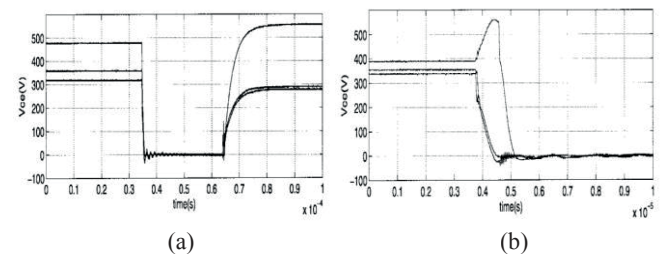


Fig. 2. (a) Desequilíbrio de tensão estático durante os instantes anteriores a 35 μ s (disparo) e posteriores a 65 μ s (bloqueio); (b) detalhe do desequilíbrio dinâmico de tensão [4].

Em [1], descreve-se uma solução ativa de disparo para IGBTs conectados em série e utiliza-se de um circuito analógico de controle retroalimentado. Assim, os circuitos individuais de disparo recebem uma referência predefinida e manipulam o perfil de tensão de cada porta, de forma tal, que as tensões V_{ce} dos dispositivos sigam a referência. Por um lado, ao restringir o transiente, impondo uma referência mais lenta, e ao definir um estágio inicial fixo de pré-condicionamento, esse método contribui para o aumento das perdas de chaveamento, além de moderar sua confiabilidade [5]. Por outro lado, ele permite equilibrar as diferenças físicas entre IGBTs, entre componentes do circuito de disparo, bem como rejeitar os atrasos puros de tempo entre os canais de disparo. Em [15], um controle realimentado de corrente foi inserido internamente ao controlador de tensão V_{ce} anterior, sendo capaz de aumentar a banda passante, sob pena de inserir novo sensor e tornar mais complexo o ajuste do controle. Outra evolução do método apresentado em [1] foi proposta por [11], onde os parâmetros fixos do modelo (referência para V_{ce} e estágio de pré-condicionamento) são agora dinamicamente estimados e variados, no intuito de obter a melhor resposta de balanceamento e perdas. Entretanto, a maior flexibilidade impõe a necessidade de um sistema micro-controlado, com conversão *A/D*, tornando-o ainda mais complexo e com limitação dinâmica.

Já em [16], o desequilíbrio de tensão é compensado através da inserção de atrasos puros de tempo nos sinais da porta de cada dispositivo semiconductor. Efetivamente, numa associação em série, o avanço ou atraso no momento do disparo de um componente influencia diretamente na tensão de bloqueio dos outros. Para tal, um sistema de controle retroalimentado rastreia os atrasos necessários para impor o balanceamento ótimo, levando um tempo até a convergência. De forma geral, a solução apresenta baixa confiabilidade [5], além da necessidade de micro-processamento e conversão *A/D*, o que aumenta bastante a sua complexidade e reduz sua capacidade de resposta dinâmica. Portanto, acaba por limitar a classe de IGBTs nos quais tal sistema poderia ser utilizado, se restringindo àqueles que apresentam tempos de chaveamento mais lentos. Considerando o mesmo conceito base anterior, em [17], utiliza-se um micro-controlador para rastrear e rejeitar tempos de atraso nos comandos de disparos dos IGBTs, além de integrar os conceitos de controle passivo (*snubber RC*) e do grampeamento ativo da tensão V_{ce} .

Já em [18], para compensar os comandos de disparo assíncronos, é proposto um balanceamento através do acoplamento magnético diferencial dos canais de disparo (Figura 3). Desse modo, as diferenças temporais dos comandos de disparo são compensadas, em virtude da imposição de correntes magneticamente induzidas nos circuitos de disparo dos *IGBTs*. De acordo com [5], esse método apresenta moderada confiabilidade e alta complexidade do circuito com o aumento de dispositivos seriados, devido à necessidade de acoplamento paralelo entre os canais de disparo.

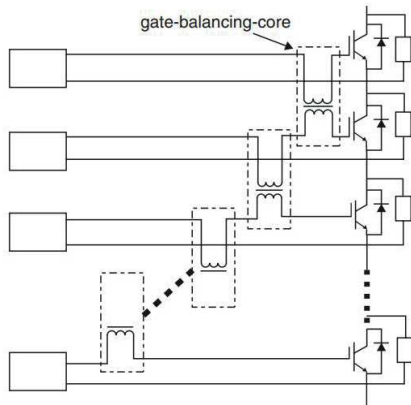


Fig. 3. Estrutura de controle com acoplamento magnéticos dos sinais de disparo [5].

Retornando ao conceito de balanceamento passivo, em [19] são analisados os efeitos das capacitâncias parasitas na associação em série de *IGBTs*, oriundas do sistema de alimentação do circuito de disparo e devido à geometria do circuito de potência. Nesse estudo, são apresentadas duas propostas: a primeira é baseada em um circuito de disparo auto-alimentado, que diminui sua capacitância parasita; a segunda é baseada em uma forma 3D de interligação, que fisicamente permite também a diminuição e a distribuição mais equilibrada das capacitâncias parasitas. Essencialmente, este estudo explora a necessidade de um olhar atento para uma das características extrínsecas. Dessa forma, interessantemente, trabalha a causa e não seu efeito. Todavia, as características intrínsecas são totalmente renegadas, o que torna o método pouco confiável e flexível.

A despeito de ser utilizado para *IGBTs* individuais, não seriados, uma solução para disparo interessante foi proposta em [22], onde utiliza-se um enlace magnético duplo através do qual a energia de alimentação e o comando de disparo (codificado em alta frequência) são transmitidos. Dessa forma, três transformadores de pulso são acoplados via laços de corrente, tal como mostrado na Figura 4. Assim, é possível eliminar as fontes auxiliares necessárias para a alimentação individual dos circuitos de disparo. Contudo, a transmissão de dados em alta frequência torna esse método mais complexo (necessidade de codificador e decodificador) e pouco confiável, devido à dificuldade de garantir imunidade eletromagnética.

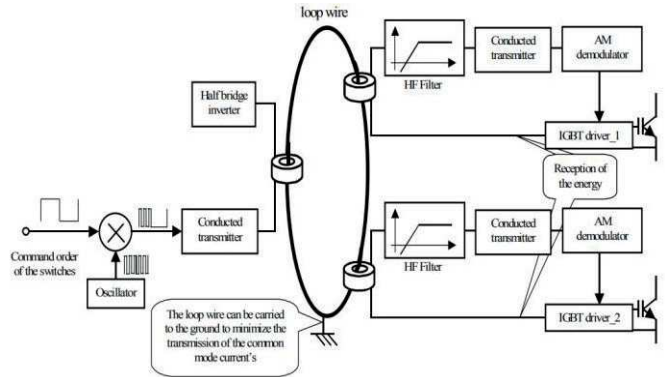


Fig. 4. Circuito de disparo magneticamente isolado com dupla isolamento galvânica [22].

Em face da revisão bibliográfica apresentada, é claro que os métodos mais complexos se prestam ao disparo de *IGBTs* de média tensão, uma vez que são apresentados resultados para dispositivos com tempos de chaveamento na casa de alguns micro-segundos, coerente com a limitação das respostas dinâmicas desses métodos. Além disso, a complexidade eleva drasticamente o custo, devido à utilização de sistemas retroalimentados, digitais e com necessidade de fontes auxiliares com alto isolamento galvânico. Portanto, a utilização desses métodos se justifica quando direcionada para o disparo de *IGBTs* de média tensão e alta potência, cujo custo é relativamente elevado. Dessa forma, originariam soluções seriadas com dezenas de kilovolts.

O presente artigo tem o foco específico na viabilidade prática e propõe uma solução efetiva, simples e de baixo custo, orientada para o nicho específico de inversores de média tensão (até $4,16kV$) e menor potência (até $1MW$). Neste sentido, considera-se que os dispositivos semicondutores estarão restritos aos *IGBTs* ultra rápidos (por exemplo, com tempos de subida menores que 100ns), com tensão de bloqueio direta de 1200V e fabricados com o encapsulamento *TO-247*. Os dispositivos apresentam valor médio de oito dólares, representando real restrição na complexidade do sistema de disparo e, portanto, no seu custo.

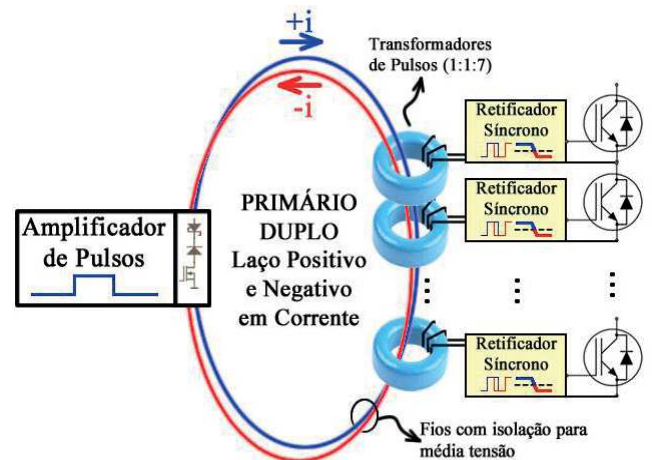


Fig. 5. Esquemático do circuito de disparo com retificador síncrono e dois enlaces magnéticos simples no primário, baseado no conceito de disparo de tiristores.

Neste sentido, tal como ilustrado na Figura 5, é proposto um circuito de disparo baseado no comando típico de tiristores através de transformadores de pulso, aliado ao conceito de alimentação individual apresentado em [22] e estendido para a associação seriada de IGBTs. Em suma, um retificador síncrono isolado por um transformador de pulso é responsável por tratar os pulsos de tensão responsáveis pelo disparo, bem como controlar a tensão máxima e mínima da porta. Esses comandos são impostos através de dois enlases magnéticos simples no primário - um para os comandos positivos e outro para os negativos - que são alimentados por um amplificador de pulsos.

II. PRÉ-REQUISITOS PRINCIPAIS

A. Sincronismo Perfeito de Disparo

Um dos principais fatores do desequilíbrio transitório de tensão em IGBTs conectados em série é causado por atrasos puros no tempo que são inerentes aos circuitos de disparo com comandos individualizados. Considerando a utilização de IGBTs ultra-rápidos, mesmo uma pequena incerteza na precisão do sincronismo dos canais de disparo pode levar ao distanciamento do resultado esperado. Dessa forma, é indispensável propor uma fonte de disparo capaz de impor um sincronismo extremamente preciso nos comandos dos dispositivos semicondutores associados em série.

B. Isolação Galvânica de Alimentação e Comando

Em se tratando de uma associação em série de dispositivos para uma aplicação multinível de média tensão, outra questão importante é como prever circuitos de disparo isolados entre si e entre o controlador responsável por seu comando. Assim, se deve prever formas de isolamento para a alimentação do circuito de disparo. Usualmente, a isolamento galvânica é feita através de pequenos transformadores individuais. Seu nível de isolamento é crucial à aplicação em média tensão, o que aumenta seu custo e dimensão.

Já do lado do comando, em sua enorme maioria, a isolamento dos circuitos é feita através de transmissores e receptores ópticos. Contudo, o custo elevado desses receptores, transmissores e das próprias fibras ópticas também é uma fator limitante em sua utilização. Isso restringe sua aplicação em sistemas de maior potência e tensão, onde o seu custo relativo é reduzido.

C. Custo Relativo

Especialmente aqui, o fator custo impõe limites mais restritos, afinal se deve esperar que o valor de um circuito de disparo seja menor ou igual ao do próprio dispositivo que este pretende controlar. Portanto, ao considerar apenas IGBTs com encapsulamento TO-247, a simplicidade se torna algo indispensável para a viabilidade do projeto. Dessa forma, se deve atacar as causas extrínsecas e intrínsecas, em oposição à tentativa direta de rejeitar seus efeitos, já que isso implicaria em maior custo para a solução.

D. Características Extrínsecas

Quanto às questões extrínsecas, é de suma importância a preocupação com as características elétricas parasitas. Elas são oriundas da concepção mecânica e elétrica do circuito de potência, tal como evidenciado em [19], a respeito da capacitância parasita das fontes de alimentação. Portanto, se deve impor uma simetria exata dos circuitos de comando e potência, bem como a redução de enlases magnéticos gerados por indução de corrente (di/dt) nos circuitos de disparo individuais.

E. Características Intrínsecas

Quanto à natureza das características intrínsecas, é importante a seleção atenta dos modelos de IGBTs, uma vez que as tecnologias de fabricação influenciam nos efeitos físicos e, por conseguinte, no comportamento dos dispositivos conectados em série [23]. Certos efeitos físicos naturalmente tendem a levar os dispositivos ao equilíbrio durante os transitórios de comutação, como, por exemplo, o efeito Miller [24],[25]. Os dispositivos mais rápidos se “desaceleram”, enquanto os mais lentos se “aceleram” durante o transitório. Tal comportamento é consequência da característica inversamente proporcional da capacitância porta-coletor (C_{gc}) em relação a tensão coletor-emissor (V_{ce}).

F. Balanceamento Passivo

Conjuntamente, ainda para compensar eventuais diferenças intrínsecas, circuitos passivos *snubbers* com valores percentuais menores devem ser utilizados, na medida em que o desequilíbrio é reduzido, sob o ponto de vista de uma solução otimizada, primariamente, para causas e, secundariamente, para os efeitos.

III. SOLUÇÃO DE DISPARO

Analisando a seção anterior, a solução de disparo proposta visa cumprir com os pré-requisitos A, B e C. Tal como ilustrado na Figura 5, dois enlases magnéticos primários são os responsáveis pela alimentação e disparo (típico conceito utilizado para o comando de tiristores). Consequentemente, não existe a necessidade de uma fonte de alimentação para cada IGBT ou fibras ópticas individuais de comando, o que torna o custo do sistema de controle mais independente ao número de dispositivos seriados. Entretanto, para o caso de IGBTs, a tensão da porta deve ser mantida constante após disparo e bloqueio. Para tal, cada circuito de disparo utiliza as características do circuito ressonante entre a capacitância porta-emissor (C_{ge}) e a indutância do secundário do transformador de pulso. Para disparar ou bloquear o dispositivo são utilizados pulsos maiores (positivos ou negativos) responsáveis pelo chaveamento. Por outro lado, para mantê-lo no estado de condução ou bloqueio são utilizados pulsos menores (positivos ou negativos) para estabilização, que se beneficiam da função de memorizador da porta, tal como citado por [26]. Dessa forma, pode-se promover o disparo, bloqueio ou apenas manter a tensão da porta constante ao ser grampeada no sentido positivo ou negativo por diodos *zener* (Figura 6).

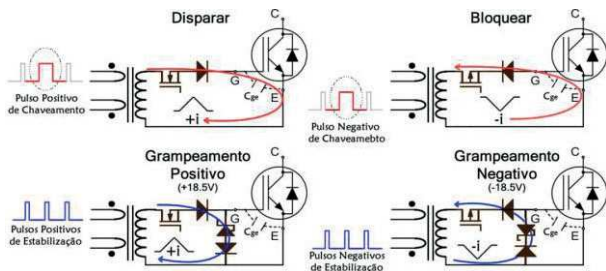


Fig. 6. Característica de memorização da porta devido sua capacitância parasita considerando um comando de disparo ou bloqueio através de um transformador de pulso com primário duplo.

Após o recebimento de um pulso com a energia necessária para chavear o dispositivo, é necessário fazer o tratamento de pulso de forma a efetuar as funções de disparo e bloqueio. Para isso, se utilizam circuitos chamados retificadores síncronos, que são muito utilizados para retificar pulsos positivos e negativos, com estados de alta e baixa impedância. Neste sentido, é apresentado na Figura 7 o sistema completo de disparo com detalhe para os circuitos responsáveis por gerar (amplificador), receber os pulsos de disparo e estabelecer o nível de tensão de disparo adequado.

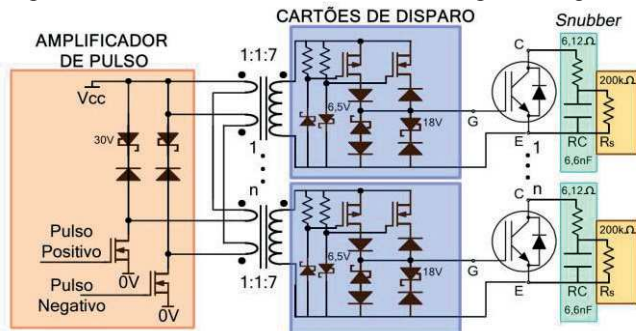


Fig. 7. Detalhamento do circuito de disparo com retificador síncrono, enlace magnético simples e duplo primário, baseado no conceito de disparo de tiristores

Mais detalhadamente, a Figura 7 mostra: o circuito push-pull (amplificador de pulso) que pode ser alimentado em 30–60Vcc e dispõe de diodos zeners de 30V, utilizados para desmagnetizar o transformador após o pulso de corrente primário; os transformadores de pulso com primários duplos e relação de 1:1:7; os cartões de disparo individuais implementados por dois diodos zener de 6,5V, usados para definir a tensão limítrofe de disparo dos mosfets do tipo N e P; dois diodos zener de 18V, responsáveis por definir os níveis de tensão da porta para disparo e bloqueio; e os n snubbers R_s e RC para os n IGBTs conectados em série.

Uma questão muito importante é a necessidade de se obter mínima capacitância entre primário e secundário dos transformadores de pulso. Neste sentido, especificou-se apenas uma espira no primário, de forma que haja um desacoplamento máximo entre a potência e o controle. Por um lado a impedância vista no primário é baixa, elevando o pico do pulso de corrente no primário. Por outro lado, essa solução permite diminuir as correntes de modo comum que por ventura percorreriam tal acoplamento capacitivo parasita. Essa questão é, especialmente, crítica para uma aplicação em média tensão e com frequência de chaveamento na faixa de 10kHz a 30kHz

Outra relevante discussão refere-se aos disparos inadvertidos que podem ser causados pelo efeito *Miller*, quando um dispositivo é submetido à variação positiva de sua tensão coletor-emissor. De acordo com [33], durante o regime de alta inversão da capacitância porta-coletor (tensão negativa de porta) ocorre, praticamente, o completo desaparecimento do acoplamento capacitivo entre a porta e o coletor. Essa característica não é compartilhada, por exemplo, pelos IGBTs de média tensão que necessitam dos circuitos de proteção chamados “*active Miller clamp*”. Portanto, foi especificada plena tensão negativa (-18,5V), visando impor maior segurança imposta pelo desaparecimento do acoplamento capacitivo entre a porta e o coletor.

Especialmente, na aplicação em série de dispositivos, ações de proteção não devem ser tomadas individualmente por cada elemento da associação em série, uma vez que o dispositivo em ação de proteção individual seria forçado a bloquear a tensão plena do barramento c.c., o que levaria a sua ruptura. Portanto, nestes casos, toda e qualquer ação de proteção deve ser efetuada por controlador hierarquicamente superior, de forma a evitar, por exemplo, comandos assíncronos.

Por fim, a solução apresentada impõe um sincronismo extremamente preciso, pois apenas um canal de comando é responsável pelo disparo ou bloqueio de todos IGBTs seriados simultaneamente. Isto se dá em face dos enlaces de corrente compartilhados pelos primários dos transformadores de pulso. Além disso, ao utilizar núcleos toroidais (Figura 5) e fios com isolamento para média tensão se obtêm a isolamento galvânica necessária entre a potência e o controle, tanto para a alimentação quanto para o comando. Cumpre-se, portanto, com os pré-requisitos A e B. Já o pré-requisito C é atingido em consequência da simplicidade, visto que o método não utiliza sistemas complexos micro processados, sensores extras, conversores *A/D* e controladores retroalimentados. Além disso, os circuitos de disparo são concebidos por componentes analógicos de prateleira com alto consumo, aliado, ainda, ao fato de ser um método com menor dependência do número de dispositivos seriados.

IV. SUB-MÓDULO HEXAGONAL

Tal como definido anteriormente, as características extrínsecas são referentes ao circuito de potência e controle. A utilização de IGBTs com encapsulamento *TO-247* facilita sua integração em placas de circuito impresso, por serem dispositivos discretos e de dimensões reduzidas. Dessa forma, o projeto eletromecânico da potência e controle pode ser totalmente integrado de modo a minimizar as indutâncias, capacitâncias parasitas e laços magnéticos que possam ser induzidos pelas as altas variações de corrente durante a comutação. Em conjunto é indispensável que a forma de interligação entre os dispositivos seriados seja totalmente simétrica mecânica e eletricamente. Neste sentido, visando cumprir com o pré-requisito D supracitado, a Figura 8 mostra o modelo desenvolvido que constitui um sub-módulo hexagonal com seis IGBTs conectados em série, onde ele é responsável por um dos níveis de tensão em uma estrutura

tridimensional multinível maior, que não é objeto deste artigo.

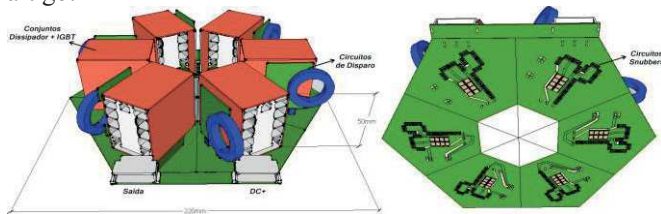


Fig. 8. Visão superior e inferior do sub-módulo de potência integrado com seis IGBTs em série, circuitos de disparo e snubbers.

V. BALANCEAMENTO INTRÍNSECO NATURAL

O balanceamento intrínseco natural é aquele efetuado através de comportamentos físicos relacionados às características intrínsecas do dispositivo. Assim, é muito importante a utilização de famílias de IGBTs cujas tecnologias maximizam efeitos físicos que levam ao compartilhamento natural de tensão. Neste caso, foi utilizado o IGBT *IKQ75N120CH3*, fabricado com a tecnologia *Highspeed3* pela *Infineon* baseada nos conceitos de porta em trincheira e camada *field stop* [31].

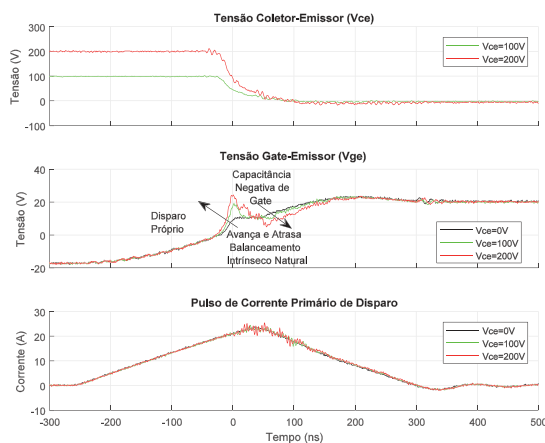


Fig. 9. Variação da tensão V_{ge} durante o transitório de disparo para diferentes tensões de bloqueio (0V, 100V e 200V). Os efeitos físicos “self turn-on” e “negative gate capacitance” são identificados, resultando no balanceamento intrínseco natural sobre a tensão V_{ge} .

Na Figura 9 são mostrados dois efeitos físicos presentes dispositivo escolhido, que ainda são pouco conhecidos, mas que de forma inédita são apreciados no contexto da associação em série. O primeiro efeito é chamado *self turn-on* [27],[28], disparo próprio, identificado pelo aumento da derivada de subida da tensão V_{ge} (entre os instantes $-20ns$ à $0ns$). O segundo efeito é chamado de *negative gate capacitance* [29],[30], capacitância negativa de porta, que é identificada pela redução da tensão V_{ge} (entre os instantes $0ns$ à $60ns$), sendo relacionada à variação do campo elétrico transversal sob a região da porta na interface com a camada de deriva, durante os transientes de chaveamento do dispositivo [30].

Para comprovar a pertinência do balanceamento intrínseco natural, foi efetuado um experimento de disparo com três tensões de bloqueio diferentes (0V, 100V e 200V), onde os resultados obtidos são ilustrados na Figura 9. Verifica-se

que, a partir do efeito de disparo próprio, um IGBT com maior tensão de bloqueio instantânea, apresenta seu comando de porta adiantado e com amplitude maior, do que aquele com tensão de bloqueio menor. Já através do efeito da capacitância negativa de porta, este comportamento se reverte nos instantes finais (entre $50ns$ à $100ns$), atrasando o comando novamente, de forma a re-equalizar o disparo (as setas indicam os comandos sendo adiantados e atrasados). Portanto, uma realimentação física negativa se faz presente no sinal de porta, o que leva ao aumento ou diminuição da velocidade de disparo, o que tende a levar ao equilíbrio das tensões V_{ce} dos dispositivos seriados.

Além da análise comportamental definida no pré-requisito E, é necessário atuar de forma passiva (pré-requisito F) em eventuais diferenças físicas dos componentes. Nenhuma técnica é mais simples, eficaz e popular do que a utilização de circuitos *snubbers* passivos. Sua utilização impacta no aumento de perdas totais. Entretanto, interessantemente, promove a diminuição das perdas de chaveamento do dispositivo de potência [5]. Uma comparação de diversos *snubbers* passivos *C*, *RC*, *RCD* e *PC* é feita em [9], considerando sua aplicação na associação série. Todavia não apresenta diferenças notáveis, na medida em que os eventuais ganhos são obtidos com aumento de complexidade do circuito.

Portanto, partiu-se para a utilização do circuito *snubber* mais simples possível, sendo constituído por um resistor (R_s) e um braço *RC* (Figura 7). Dessa forma, o desbalanceamento da tensão estática é rejeitado através dos resistores (R_s), enquanto o desequilíbrio dinâmico é rejeitado pelo braço *RC* simples. Como parâmetro, pode-se considerar que a corrente que passará pelo resistor (R_s) seja cinco vezes maior do que a expectativa de diferença nas correntes de cauda dos dispositivos [34], considerando o pior caso com temperatura de junção elevada. Já para o equilíbrio dinâmico de tensão deve-se utilizar um circuito *RC*, que em tese limita o tempo de comutação dos dispositivos, de acordo com a constante de tempo *RC*. Essencialmente escolhe-se essa constante como algo em torno do tempo de comutação do semicondutor.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A. Bancada de Testes e Sub-módulo Hexagonal

Uma bancada de testes foi montada de acordo com o esquema elétrico de potência mostrado na Figura 10, constituído por dois sub-módulos hexagonais, indutor de saída, transformador com duplo secundário e um retificador 12 pulsos alimentando um barramento *c.c.*, cuja tensão final é 1200V.

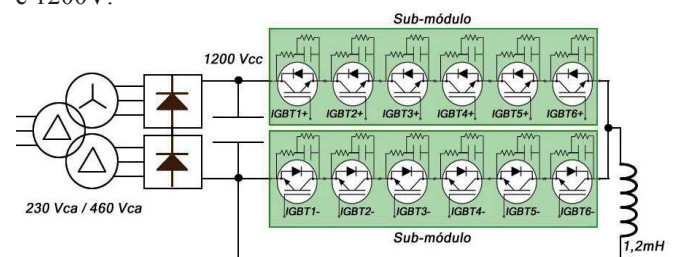


Fig. 10. Esquema elétrico potência da bancada de testes.

Na Figura 11 são mostradas fotos do sub-módulo de potência hexagonal. Em sua vista superior pode-se verificar os seis conjuntos de dissipadores/IGBTs, os circuitos individuais de disparo, alimentados por transformadores de pulso concebidos por núcleos toroidais, bem como os dois laços isolados primários responsáveis pelos pulsos de corrente positivos e negativos na porta. Na vista inferior estão visíveis os circuitos *snubbers*.

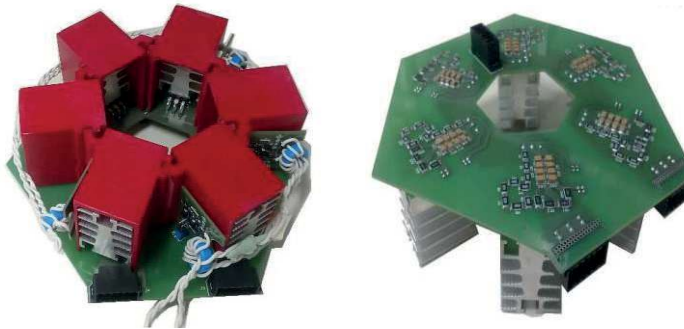


Fig. 11. Fotos da vista superior e inferior do sub-módulo hexagonal.

Todos os experimentos apresentados a seguir mostram muitas formas de onda, pois, em geral, são comparações entre os seis dispositivos conectados em série. Em face da impossibilidade de se obter seis medidas simultâneas, utiliza-se uma variável para sincronização dos experimentos realizados separadamente, possibilitando que sejam dispostos posteriormente sob uma mesma base de tempo. Para tal, nada mais justo que a utilização do pulso primário de corrente que é compartilhado por todos os dispositivos semicondutores da série. Neste sentido, os experimentos são sempre repetidos seis vezes, obtendo o sinal de sincronismo temporal e a variável medida de interesse para cada dispositivo. Posteriormente, os experimentos são dispostos em conjunto, onde os sinais de sincronismo são a referência temporal para posicionamento dos sinais de interesse.

A. Sincronismo dos Comandos de Porta

A Figura 12 mostra o funcionamento do sistema de comando para o disparo sob a condição a vazio, ou seja, com tensão V_{ce} nula. Como previsto, se obteve o sincronismo perfeito entre todas as tensões porta-emissor. Também são mostrados os pulsos primários de corrente comprovando o determinismo temporal dos resultados. Especialmente, ao final da forma de onda da corrente do primário verifica-se pequena oscilação amortecida, relativa ao circuito ressonante existente entre a fonte c.c. e indutância do circuito primário do amplificador de pulso, que desaparece após a completa desmagnetização dos transformadores de pulsos.

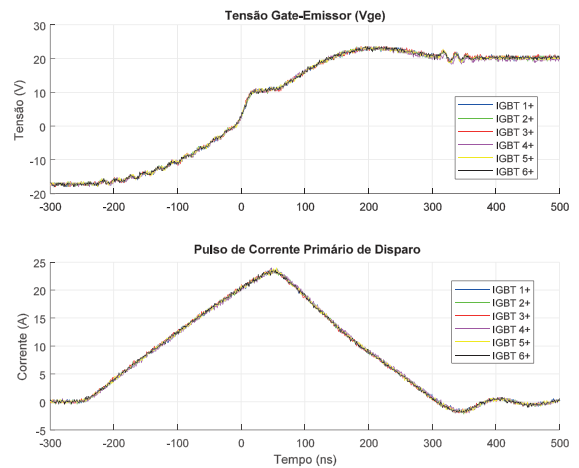


Fig. 12. Sincronismo perfeito a vazio entre as tensões porta-emissor (V_{ge}) dos seis IGBTs conectados em série. Os pulsos de corrente primários são mostrados comprovando o determinismo temporal de cada evento, possibilitando sua exposição conjunta.

B. Balanceamento Intrínseco Natural sem snubber

Já nas Figuras 13 e 14 são apresentadas uma comutação de disparo e outra de bloqueio, respectivamente. Ambas com cerca de 60A de corrente, 1200V de tensão total e na condição sem *snubber* (*snubberless*), para evitar qualquer influência sobre as tensões V_{ce} . São apresentadas as tensões V_{ce} e V_{ge} dos seis IGBTs conectados em série, bem como a corrente de coletor (I_c). Os resultados corroboram com o exposto anteriormente, pois, nitidamente, o dispositivo mais rápido (IGBT 6+), é aquele que apresenta a tensão de V_{ge} mais lenta e com menor amplitude (veja as setas indicadas). Especialmente, para o caso da comutação de bloqueio (Figura 13), os efeitos mais aparentes são o efeito Miller e a capacitância negativa de porta. Portanto, em ambos os casos, disparo ou bloqueio, através de efeitos físicos distintos, uma realimentação negativa no sinal de porta se faz presente que leva ao equilíbrio natural intrínseco durante os transitórios.

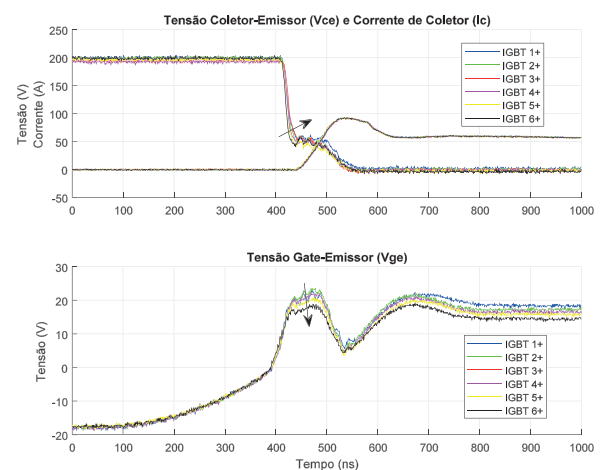


Fig. 13. Transição de disparo sem *snubber* (*snubberless*). São apresentadas as tensões V_{ce} e V_{ge} dos seis IGBTs conectados em série, bem como a corrente de coletor (I_c), evidenciando os efeitos o balanceamento intrínseco natural através da tensão porta-emissor.

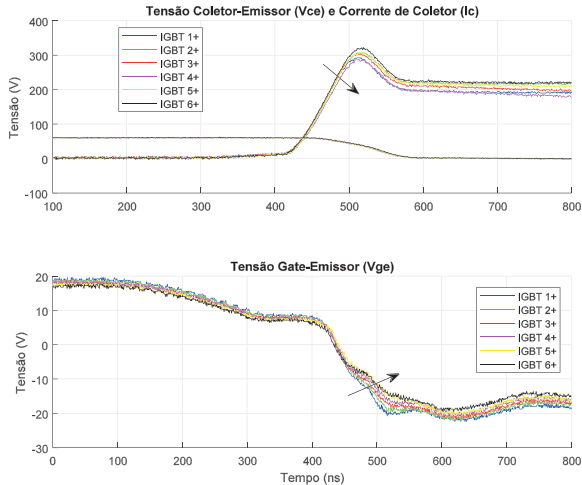


Fig. 14. Transição de bloqueio sem *snubber*. São apresentadas as tensões V_{ce} e V_{ge} dos seis IGBTs conectados em série, bem como a corrente de coletor (I_c), com detalhes para os efeitos miller e da capacitância negativa de porta, mais aparentes durante o transitório de bloqueio.

C. Resultados finais com análise estática

Neste tópico a solução completa, com o uso dos circuitos *snubbers*, foi experimentada para distintas condições de corrente (0A, 30A e 60A). Nestes experimentos, diferentemente das análises anteriores, os desequilíbrios estáticos também são considerados.

Na Figura 15 é ilustrada a transição de disparo para corrente de carga a vazio, verificando-se apenas a corrente dos circuitos *snubbers*, referentes aos dispositivos do submódulo negativo (Figura 10). O resultado mostra um equilíbrio perfeito durante o estado estacionário e transitório.

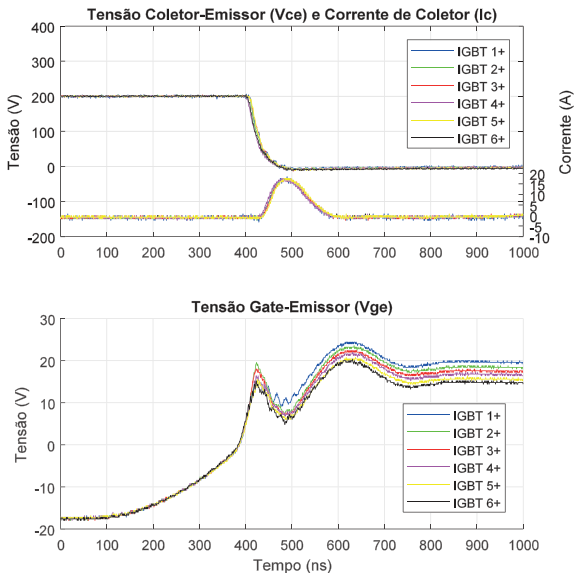


Fig. 15. Transição de disparo com corrente de carga a vazio, evidenciando a corrente dos circuitos *snubbers* (dispositivos do lado negativo).

Nas Figuras 16 e 17 são mostradas as transições de disparo com correntes de 30A e 60A, respectivamente. Verifica-se uma maximização dos efeitos físicos,

responsáveis pelo balanceamento intrínseco natural, na tentativa de rejeição dos desequilíbrios com o aumento da corrente de coletor. Os resultados demonstram um balanceamento transitório efetivo, mesmo sob uma condição de disparo crítica, já que o tempo de chaveamento é cerca de 60ns. Em conjunto, também existe a tendência ao aumento das diferenças estáticas nas tensões V_{ce} , com o aumento da corrente. Todavia, os circuitos *snubbers* cumprem seu papel no intuito de manter essas diferenças dentro de um patamar que não afete demasiadamente o comportamento nos transitórios, tal como obtido.

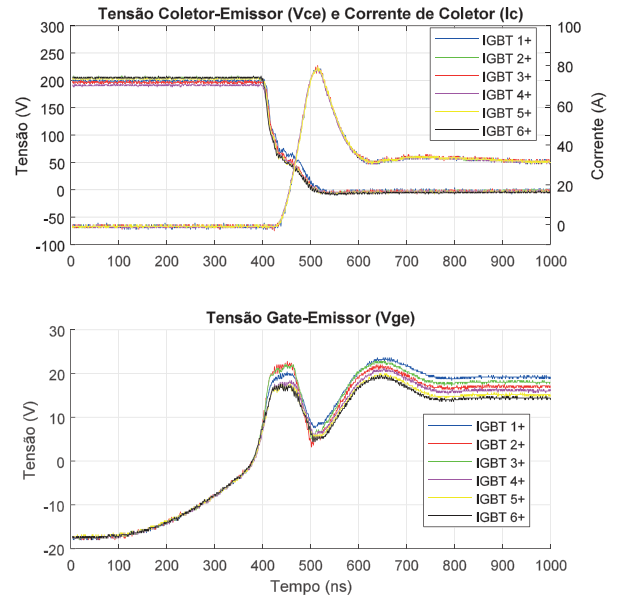


Fig. 16. Transição de disparo com corrente de carga de 30A, evidenciando o aumento dos efeitos do balanceamento intrínseco natural com o aumento da corrente de coletor e o equilíbrio ótimo das tensões V_{ce} dos dispositivos.

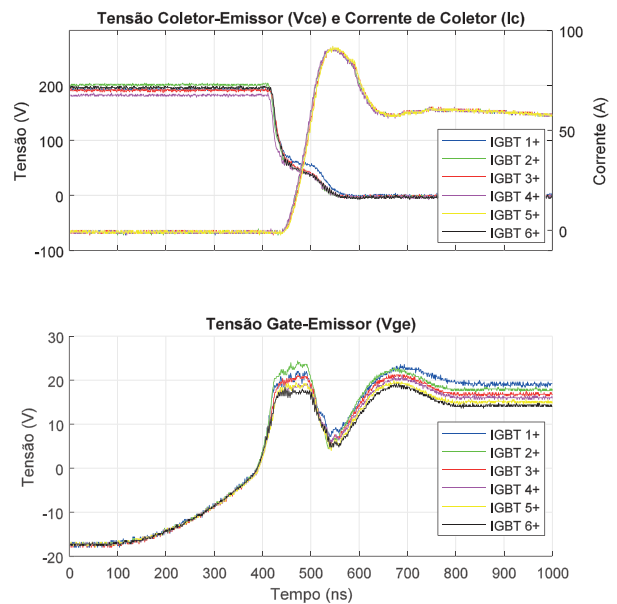


Fig. 17. Transição de disparo com corrente de carga de 60A, evidenciando o aumento dos efeitos do balanceamento intrínseco natural com o aumento da corrente de coletor.

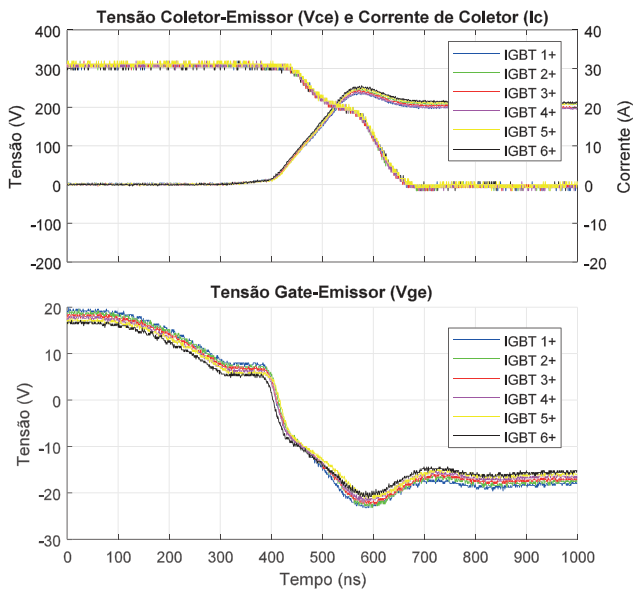


Fig. 18. Transição de bloqueio com corrente de carga de 30A, evidenciando o equilíbrio entre as tensões dos dispositivos, bem como os efeitos *Miller* e capacitância negativa de porta.

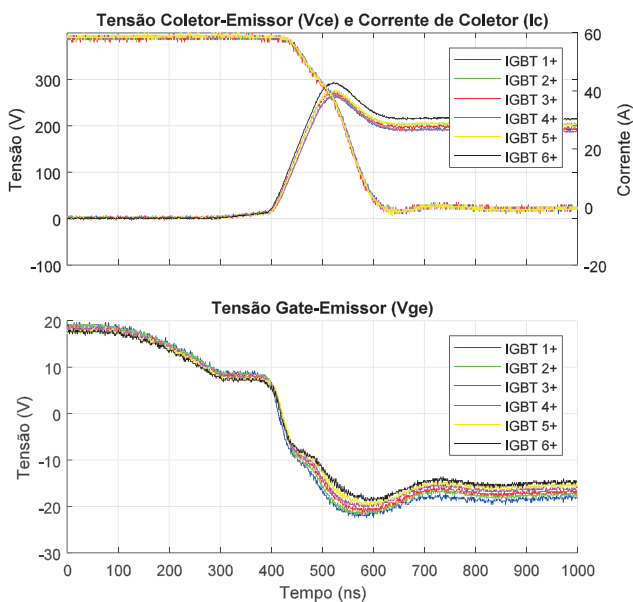


Fig. 19. Transição de bloqueio com corrente de carga de 60A, evidenciando o aumento dos efeitos do balanceamento intrínseco natural com o aumento da corrente de coletor, a partir do instante 430ns.

Nas Figuras 18 e 19 são mostradas as transições de bloqueio com correntes de 30A e 60A, respectivamente. Novamente infere-se uma maximização dos efeitos físicos responsáveis pelo balanceamento intrínseco natural com o aumento da corrente de coletor, resultando em ótimo equilíbrio dinâmico. Há também um aumento nas diferenças estáticas entre as tensões coletor-emissor devido ao aumento da corrente, como pode ser observado após o transitório de bloqueio. Claramente, alguns comportamentos físicos são

dependentes da corrente como, por exemplo, a largura da região de depleção [32], resultando em maiores diferenças na tensão de bloqueio, quando comparado com um desligamento sem carga. Isso significa que o aumento das diferenças físicas intrínsecas resultará em um desequilíbrio de tensão estática ligeiramente maior, uma vez que sua limitação é imposta apenas por *snubbers* passivos durante o estado bloqueado (por exemplo, a Figura 17 mostra resultados dinâmicos satisfatórios durante o transitório de disparo, apesar do desequilíbrio de tensão estático inicial causado pela comutação de bloqueio anterior)..

VII. CONCLUSÕES

Sob uma visão holística quanto à viabilidade prática da associação em série de *IGBTs* de baixa tensão, este artigo apresentou a integração entre: design de potência otimizado; solução de disparo simples e de baixo custo; necessidade de atacar, primariamente, as causas dos desequilíbrios de tensão, e não diretamente seus efeitos; e os comportamentos físicos responsáveis pelo balanceamento intrínseco natural. Neste sentido os resultados comprovam que a solução integrada sob os pré-requisitos propostos, é viável, eficaz e de baixo custo, sendo capaz de equilibrar estática e dinamicamente as tensões entre os componentes seriados. Dessa forma, esta solução pode ser base para o desenvolvimento de uma nova classe de conversores multiníveis para média tensão. Classe que, ao lançar mão da associação em série de *IGBTs* de baixa tensão, pode tirar vantagem de seu melhor desempenho, sua capacidade de chaveamento em frequências mais elevadas, sua facilidade de montagem em placas de circuito impresso, sua inerente aplicação em topologias multiníveis, além de seu custo extremamente reduzido. Fatores positivos que foram sustentação para os estudos aqui apresentados.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Grupo de Eletrônica de Potência (*GEP*) e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, pela colaboração neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] P. R. Palmer, A. N. Githiari, "The series connection of IGBTs with optimised voltage sharing in the switching transient", in Power Electronics Specialists Conference, PESC'95, IEEE, vol. 1, pp. 44-49, Junho 1995.
- [2] S. Hong, V. Chitta, D. A. Torrey, "Series connection of IGBT's with active voltage balancing", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, pp. 917-923, Junho/Agosto 1999.
- [3] M. Bruckmann, R. Sommer, M. Fasching, J. Sigg, "Series connection of high voltage IGBT modules", In Industry Applications Conference, Thirty-Third IAS Annual Meeting, IEEE, vol. 2, pp. 1067-1072, Outubro 1998.
- [4] P. R. Palmer, H. S. Rajamani, N. Dutton, "Experimental comparison of methods of employing IGBTs connected

- in series”, Proceedings Electric Power Applications, IEEE, vol. 151, pp. 576-582, Setembro 2004.
- [5] N. Y. A. Shammas, R. Withanage, D. Chamund, “Review of series and parallel connection of IGBTs”, Proceedings Circuits, Devices and Systems, IEEE, vol. 153, pp. 34-39, Fevereiro 2006.
- [6] S. Hong, G. Lee, “Active gate control strategy of series connected IGBTs for high power PWM inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, pp. 917-923, Julho 1999
- [7] C. Abbate, G. Busatto, F. Lannuzzo, “High-voltage, high-performance switch using series-connected IGBTs”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, pp. 2450-2459, Abril 2010.
- [8] M. Mazuela, I. Baraia, A. Sanchez-Ruiz, I. Echeverria, I. Torre, I. Atutxa, “Simple Voltage Balancing Method to Protect Series-Connected Devices Experimentally Verified in a 5L-MPC Converter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, pp. 3699-3707, Outubro 2018.
- [9] F. Zhang, X. Yang, Y. Ren, L. Feng, W. Chen, Y. Pei, “A hybrid active gate drive for switching loss reduction and voltage balancing of series-connected IGBTs”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, pp. 7469-7481, Dezembro 2016.
- [10] I. Baraia, J. A. Barrena, G. Abad, J. M. C. Segade, U. Iraola, “An experimentally verified active gate control method for the series connection of IGBT/diodes”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, pp. 1025-1038, Julho 2012.
- [11] T. C. Lim, B. W. Williams, S. J. Finney, P. R. Palmer, “Series-connected IGBTs using active voltage control technique”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, pp. 4083-4103, Novembro 2012.
- [12] X. Yang, J. Zhang, W. He, Z. Long, P. R. Palmer, “Physical investigation into effective voltage balancing by temporary clamp technique for the series connection of IGBTs”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, pp. 248-258, Fevereiro 2017.
- [13] J. Zhang, P. Palmer, X. Zhang, W. He, “Analysis of an effective voltage sharing method for IGBTs connected in series”, IECON 2014-40th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IEEE, pp. 1261-1269, Novembro 2014.
- [14] A. Piazzesi, L. Meysenc, “Series connection of 3.3 kV IGBTs with active voltage balancing”. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 893-898, Junho 2004.
- [15] Y. Wang, M. A. Khaizaran, P. R. Palmer, “Controlled switching of high voltage IGBTs in series”, IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits, pp. 297-300, Abril 2004.
- [16] C. Gerster, “Fast high-power/high-voltage switch using series-connected IGBTs with active gate-controlled voltage-balancing”, Applied Power IEEE Electronics Conference and Exposition, IEEE, pp. 469-472, Fevereiro 1994.
- [17] S. Ji, T. Lu, Z. Zhao, H. Yu, L. Yuan, “Series-connected HV-IGBTs using active voltage balancing control with status feedback circuit”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, pp. 4165-4174, Setembro 2014.
- [18] Y. Abe, K. Maruyama, “Multi-series connection of high-voltage IGBTs”, Fugui Electric Journal, vol. 75, pp. 1-4, 2002.
- [19] T. Nguyen, P. O. Jeannin, E. Vagnon, D. Frey, J. C. Crebier, “Series connection of IGBT”, in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, pp. 2238-2244, 2010.
- [20] T. C. Lim, B. W. Williams, S. J. Finney, “Active snubber energy recovery circuit for series-connected IGBTs”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, pp. 1879-1889, Novembro 2010.
- [21] L. Yang, P. Fu, X. Yao, J. Wang, “A module based self-balanced series connection for IGBT”, Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE, pp. 1953-1958, Novembro 2014.
- [22] S. Brehaut, F. Costa, “Gate driving of high power IGBT through a Double Galvanic Insulation Transformer”, in IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference, pp. 2505-2510, Abril 2007.
- [23] P. R. Palmer, A. N. Githiari, R. J. Leedham, “A comparison of IGBT technologies for use in the series connection”, Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, IEEE, pp. 236-241, Agosto 1996.
- [24] A. Consoli, S. Musumeci, G. Oriti, A. Testa, “Active voltage balancement of series connected IGBTs”, Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting, IEEE, vol. 3, pp. 2752-2758, Outubro 1995.
- [25] H. L. Hess, R. J. Baker, “Transformerless capacitive coupling of gate signals for series operation of power MOS devices”, Transactions on power electronics, IEEE, vol. 15, pp. 923-930, Setembro 2000.
- [26] B. Maurice, L. Wuidart, “Drive circuits for power MOSFETs and IGBTs”, ST Microelectronics Application notes, www.st.com.
- [27] P. Münster, R. Schröder, Q. T. Tran, S. Gierschner, H. G. Eckel, “Influence of gate structures and electrical boundary conditions on self turn-on of HV IGBTs”, 19th European Conference on Power Electronics and Applications, IEEE, pp. P-1, Setembro 2017.
- [28] H. Feng, W. Yang, Y. Onozawa, T. Yoshimura, A. Tamenori, J. K. Sin, “Transient turn-ON characteristics of the fin p-body IGBT”, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 62, PP. 2555-2561, Julho 2015.
- [29] I. Omura, H. Ohashi, W. Fichtner, “IGBT negative gate capacitance and related instability effects”. IEEE Electron Device Letters, vol. 18, PP. 622-624, Dezembro 1997.
- [30] J. Böhmer, J. Schumann, H. G. Eckel, “Negative differential miller capacitance during switching transients of IGBTs”, 14th European Conference on Power Electronics and Applications, IEEE, pp. 1-9, Setembro 2011.
- [31] D. Chiola, H. Husklen, “1200V HighSpeed 3: IGBT A new IGBT family optimized for high-switching speed”, AN-IGBT-09-2013-V1.1-EN-019, www.infineon.com, 2013.
- [32] S. Tominaga, H. Urushibata, H. Fujita, H. Akagi, T. Horiguchi, S. I. Kinouchi, “Modeling of IGBTs with

focus on voltage dependency of terminal capacitances", Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, Setembro 2011.

- [33] Raël, S., Davat, B., "A physics-based modeling of interelectrode MOS capacitances of power MOSFET and IGBT", IEEE Transactions on Power Electronics, v. 23, n. 5, p. 2585-2594, Novembro 2008.
- [34] Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, "Application Manual Power Semiconductors", Semikron International GmbH, 2011.

DADOS BIOGRÁFICOS

Gustavo Oliveira Fortes, graduou-se em Engenharia de Controle e Automação em 2007. Em 2011 recebeu o título Mestre em Engenharia Elétrica, sendo desde de 2015 doutorando, também, do programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFMG.

Ele foi, de 2007 a 2008, analista de desenvolvimento da Engetron fabricante de no-breaks. Entre 2008 a 2012, foi Engenheiro Eletricista Sênior na Converteam. Atualmente é Engenheiro Eletricista Líder na General Electric Power Conversion América Latina. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, conversores multiníveis, sistemas de controle, modulação e acionamentos de máquinas elétricas.

Marcos Antônio Severo Mendes, doutorado (2000), mestrado (1996) e graduação (1994) em Engenharia Elétrica pela UFMG. Coursou Técnico em Eletrônica (1986) pelo Coltec - UFMG. Atualmente é Professor Associado IV no Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade Federal de Minas Gerais e membro do Grupo de Eletrônica de Potência - GEP - UFMG. Principais temas de pesquisas são: conversores multiníveis, técnicas de modulação PWM, Fontes alternativas de energia, HVDC, Qualidade da energia elétrica e acionamentos elétricos.

Porfirio Cabaleiro Cortizo, graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (1978) e obteve-se título de doutorado em Electrotechnique - Institut National Polytechnique de Toulouse (1984). Atualmente é professor Titular da Universidade Federal de Minas Gerais. Atua na área de Eletrônica de Potência estudando temas sobre UPS, Paralelismo de conversores, Inversores Multiníveis.