

CÁLCULO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO INVERSOR FONTE Z

Vitor T. Odagui, Rubens T. Hock Jr, Alessandro L. Batschauer

Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Joinville – SC, Brasil

e-mail: vitor.odagui@gmail.com, rubens.t.hock@ieee.org, alessandro.batschauer@udesc.br

Resumo – Este trabalho apresenta o cálculo dos esforços de corrente nos semicondutores do inversor fonte Z trifásico operando com a modulação *Boost* Simples. O inversor fonte Z possui uma malha de impedância conhecida como malha Z, que possibilita realizar as funções CC-CC elevador e CC-CA em um único estágio. Por possuir essa característica, este conversor se torna uma opção interessante em aplicações com células fotovoltaicas. Serão apresentadas as etapas de operação e as equações que regem o funcionamento do inversor operando com a modulação *Boost* Simples para que se possa entender o desenvolvimento do equacionamento dos valores médio e eficaz nos semicondutores. A etapa *Boost* é definida por uma nova etapa conhecida como *shoot-through*, em que os semicondutores do mesmo braço conduzem simultaneamente. Esta característica altera profundamente o comportamento das correntes, exigindo um cálculo complexo dos esforços. Para validar os cálculos, os resultados teóricos são comparados com os resultados obtidos na simulação, assim como os dados experimentais.

Palavras-Chave – Cálculo dos Esforços, Inversor Fonte Z, Malha Z, Modulação *Boost* Simples, *Shoot-Through*.

CURRENT STRESS CALCULATION ON SEMICONDUCTORS OF Z – SOURCE INVERTER

Abstract – This paper presents the current stress on semiconductors of three phase Z-Source Inverter applying Simple Boost Modulation. The Z-Source Inverter employs a unique impedance network that applies step-up DC-DC and DC-AC functions at single stage. For this reason, this inverter is an interesting option on photovoltaic system. It will be presented the operation stages of the inverter with Simple Boost Modulation to understand the development of the average and rms current equations of the semiconductors. The boost stage is defined by a new stage known as *shoot-through*, in which, both semiconductor of the same leg is commanded to conduct at the same time. This behavior changes a lot the current waveforms, demanding a complex effort calculation. To validate the calculations, theoretical results were compared with results from simulation. Also, it was obtained the

experimental results and compared with theoretical results.

Keywords – Current Stress, Impedance Network, Simple Boost Modulation, *Shoot-Through*, Z-Source Inverter.

NOMENCLATURA

C	Capacitância da malha Z.
D_{ST}	Razão de trabalho de curto-circuito.
I_p	Corrente de pico na carga.
L	Indutância da malha Z.
m	Índice de modulação.
P_{out}	Potência na carga do inversor.
T_S	Período de comutação.
t_{ST}	Tempo de curto-circuito em um período de comutação.
V_i	Tensão no barramento de entrada.
V_C	Tensão no capacitor da malha Z.
ϕ	Defasagem entre a referência da tensão e a corrente na carga.

I. INTRODUÇÃO

Entre o século XIX até a metade do século XX, o consumo de energia elétrica cresceu ao ponto da sociedade passar a ser dependente de seu uso. Apesar de já existirem muitas usinas hidroelétricas pelo mundo, ainda há uma grande concentração de matrizes que se resumem na queima de carvão mineral e combustíveis fósseis [1], que são consideradas fontes não renováveis de energia. O governo e muitas organizações públicas estão cada vez mais incentivando a geração de energia através de fontes renováveis, como a eólica, solar, hidráulica, geotérmica e etc, [2]. A importância em incentivar essas fontes está na redução das emissões de dióxido de carbono assumido pelas nações no protocolo de *Kyoto* e ratificadas pelo tratado em 2005 [3]. Outro aspecto importante das fontes renováveis é o fato que elas são inesgotáveis na natureza.

Entre as energias limpas, nos últimos anos a energia fotovoltaica (*FV*) tem crescido aproximadamente 60% na Europa [2]. As instalações fotovoltaicas já não são mais isoladas da rede elétrica, mas sim conectadas a mesma, se tornando parte da geração de energia. Nesse contexto, o custo em dólar por Watt dessas plantas reduziu de 1,5 US\$/W em 2009 para 0,9 US\$/W em 2013 [2]. Por essa razão o sistema fotovoltaico vem se tornando atrativo como fonte de energia limpa.

Artigo submetido em 15/01/2016. Primeira revisão em 21/04/2016. Aceito para publicação em 12/07/2016 por recomendação do Editor Convidado Leandro Michels.

Desta forma, o estudo do processamento de energia a partir de painéis fotovoltaicos têm sido o foco de diversos pesquisadores. A Figura 1 ilustra a estrutura típica de um sistema fotovoltaico conectado à rede. Nesta configuração existem dois estágios de conversão de energia entre o arranjo de painéis e a rede elétrica, sendo estes, a conversão CC-CC e a CC-CA. Geralmente o conversor CC-CC é do tipo *Boost* e o conversor CC-CA é formado por um inversor de tensão convencional [4]-[6]. Pelo fato que existe dois estágios de conversão essa topologia se torna mais cara, mais volumosa e perde em eficiência [1].

Em 2001, Peng propôs o inversor fonte Z ou em inglês *Z-Source Inverter*. Esse inversor consegue realizar as funções CC-CC e CC-CA em um único estágio [7]-[10], tornando este conversor muito atrativo para aplicações em sistemas fotovoltaicos. A topologia do inversor fonte Z trifásico pode ser vista na Figura 2 (a), a qual caracteriza-se pela existência uma malha de impedância formada por dois capacitores e indutores ligados em X, denominada de Malha Z. A função *Boost* é determinada por um novo estado de operação dos interruptores, denominado *shoot-through*, no qual, os interruptores do mesmo braço são comandados a conduzir simultaneamente [7]-[10]. Nos inversores convencionais alimentados em tensão, não é possível aplicar esse estado, pois levaria a degradação dos seus interruptores. A utilização

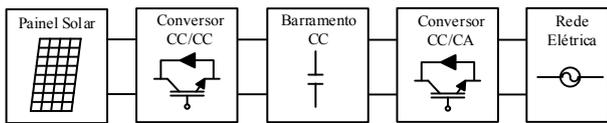


Fig. 1. Estrutura típica do sistema fotovoltaico.

do *Z-Source* em sistemas fotovoltaicos elimina o custo adicional do estágio CC-CC, reduz o volume e também aumenta a eficiência do sistema global [1].

Apesar das vantagens e do interesse dos pesquisadores no conversor Fonte Z, não são encontradas na literatura as expressões que representam os cálculos dos esforços nos semicondutores para a modulação *Boost* Simples. Isto pode ser compreendido em função da complexidade de cálculo, como será apresentado neste artigo.

Desta forma, visando suprir esta lacuna, o objetivo desse artigo é apresentar expressões para o cálculo dos esforços nos interruptores e nos diodos em antiparalelo que compõem o inversor, empregando a estratégia de controle *Boost* Simples. Além disso é apresentado um exemplo do equacionamento proposto, bem como a validação dos resultados através do simulador numérico e de um protótipo de laboratório.

II. ETAPAS DE OPERAÇÃO DO INVERSOR

Esta seção tem como objetivo descrever o funcionamento do inversor fonte Z baseando suas etapas de operação. Será visto o fluxo de energia entre os principais componentes do inversor. As etapas de operação serão analisadas dentro de um período de comutação e, para isso, algumas considerações são realizadas:

1. O comando dos interruptores segue a lógica de modulação PWM *Boost* Simples.
2. O comando dos interruptores é complementar, exceto nas etapas de curto-circuito (terceira e oitava etapas).
3. Os capacitores C_1 e C_2 possuem a mesma capacitância C , assim como os indutores L_1 e L_2

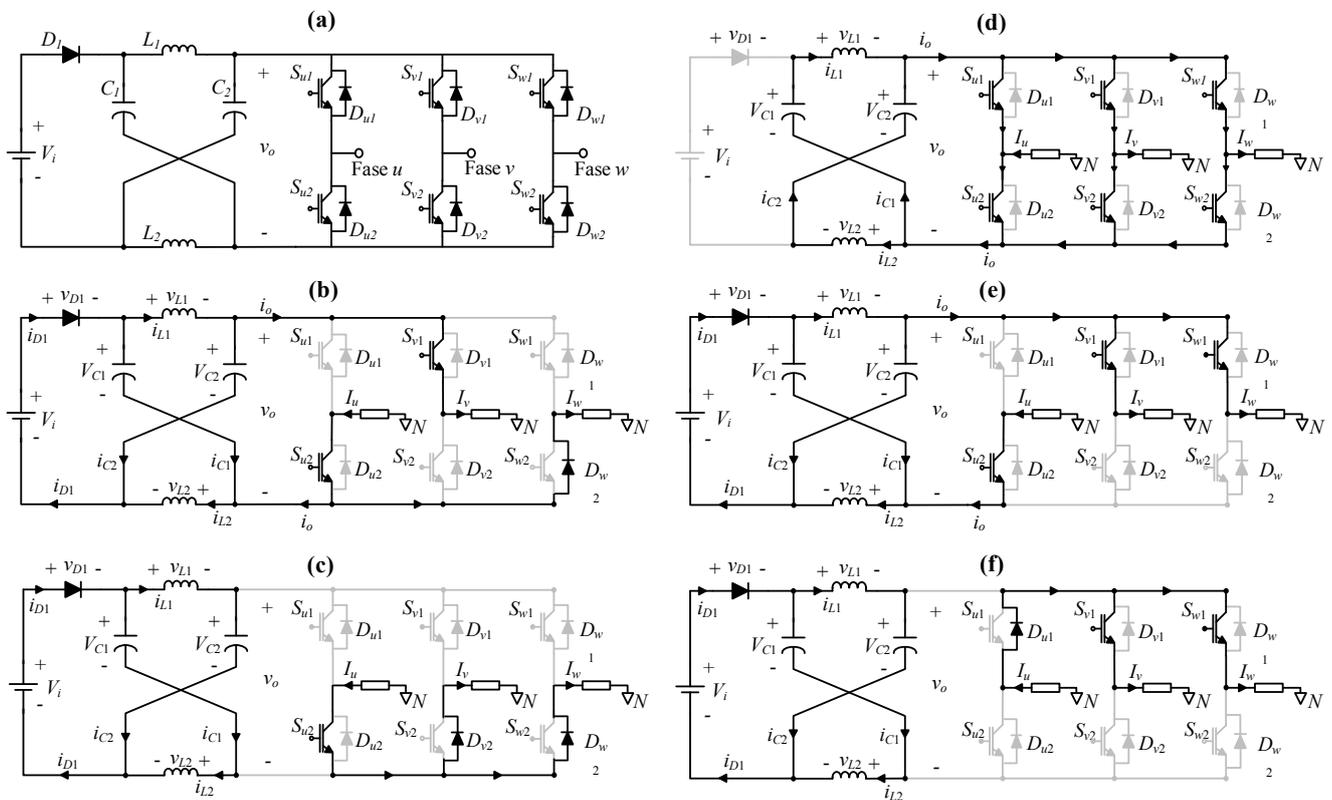


Fig. 2. Topologia do inversor fonte Z e suas etapas de operação: (a) topologia do inversor fonte Z; (b) 1ª e 5ª etapas de operação; (c) 2ª e 4ª etapas de operação; (d) 3ª e 8ª etapas de operação; (e) 6ª e 10ª etapas de operação e (f) 7ª e 9ª etapas de operação.

possuem a mesma indutância L .

4. A tensão nos capacitores C_1 e C_2 da malha Z é constante e maior que a tensão V_i no barramento CC.
5. Os semicondutores são ideais.
6. A carga é trifásica e está conectada em estrela não aterrada, como ilustrada a Figura 2 (b).
7. As correntes na carga são I_u , I_v e I_w e constantes dentro de um período de comutação.
8. O inversor está operando na região 5 (b), como mostrado na Figura 3, onde as correntes i_v e i_w são positivas e a corrente i_u é negativa.

A. Primeira e Quinta Etapas de Operação (t_0-t_1 e t_4-t_5)

A Figura 2 (b) ilustra a primeira e a quinta etapas de operação do inversor. Os pulsos de comandos nos interruptores superiores de cada braço podem ser vistos na Figura 4 (a). Os indutores da malha Z, junto com a fonte V_i , transferem energia para a carga e para os capacitores da malha Z. A tensão aplicada entre as cargas u e v é igual à $-v_o$, ou seja, $-(2V_c-V_i)$.

B. Segunda e Quarta Etapas de Operação (t_1-t_2 e t_3-t_4)

A Figura 2 (c) ilustra estas etapas, cuja tensão na carga é nula. A fonte de entrada e os indutores L_1 e L_2 transferem energia para os capacitores C_1 e C_2 .

C. Terceira e Oitava Etapas de Operação (t_2-t_3 e t_7-t_8)

Na terceira e na oitava etapas de operação é realizado o curto-circuito de braço, como mostra a Figura 2 (d). Nestas etapas todos os interruptores são comandados a conduzir, o capacitor C_1 fica em paralelo com o indutor L_1 e o capacitor C_2 fica em paralelo com o indutor L_2 . Assim, parte da energia armazenada nos capacitores é transferida para os indutores. A tensão no diodo é igual à $-(2V_c+V_i)$, ou seja, o diodo está reversamente polarizado. A carga não recebe energia pois a tensão sobre a mesma é nula.

D. Sexta e Décima Etapas de Operação (t_5-t_6 e t_9-T_S)

A Figura 2 (e) ilustra a sexta e a décima etapas de operação. A tensão entre a carga u e v é igual a $-v_o$, ou seja, $-(2V_c-V_i)$. Os indutores e a fonte V_i transferem energia para a carga e para os capacitores.

E. Sétima e Nona Etapas de Operação (t_6-t_7 e t_8-t_9)

Na sétima e na nona etapas de operação o inversor aplica tensão nula na carga, como mostra a Figura 2 (f). A fonte V_i e os indutores armazenam energia nos capacitores.

III. CORRENTE NOS INDUTORES DA MALHA Z NAS ETAPAS DE CURTO-CIRCUITO

Para compreender o equacionamento dos esforços de corrente nos interruptores, é necessário entender previamente como a corrente no indutor da malha Z se comporta nas etapas de curto-circuito (terceira e quinta etapas).

As Figuras 4 (b) e (c) ilustram as formas de ondas da tensão (v_L) e da corrente (i_L) no indutor da malha Z, respectivamente. Na Figura 4 (c) é possível observar que i_L é composta por um nível médio I_L e uma ondulação Δi_L . A ondulação de corrente no indutor é dada por:

$$\Delta i_L = \frac{V_c t_{ST}}{L} \quad (1)$$

onde t_{ST} é o tempo total de curto-circuito dentro de um período de comutação, o qual pode ser calculado por:

$$t_{ST} = D_{ST} T_S \quad (2)$$

onde D_{ST} e T_S representam a razão de trabalho de curto-circuito e o período de comutação, respectivamente. Na modulação *Boost Simplex* D_{ST} é igual à:

$$D_{ST} = 1 - m \quad (3)$$

sendo que m representa o índice de modulação do inversor.

Uma vez que o valor médio da corrente no capacitor da malha Z é zero, o valor médio da corrente no indutor é igual à corrente de entrada. Considerando o inversor ideal e sem perdas, é possível definir I_L como sendo:

$$I_L = \frac{P_{out}}{V_i} \quad (4)$$

onde P_{out} representa a potência na carga do inversor. A corrente mínima no indutor (I_{Lmin}) é igual à diferença entre o valor médio da corrente no indutor (I_L) e a metade de Δi_L , ou seja:

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_c t_{ST}}{L} \cdot \frac{1}{4} \quad (5)$$

Portanto, a equação que define a corrente no indutor durante as etapas de curto-circuito é escrita como:

$$i_L = \frac{V_c}{L} t + I_{Lmin} = \frac{V_c}{L} t + \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_c t_{ST}}{L} \cdot \frac{1}{4} \quad (6)$$

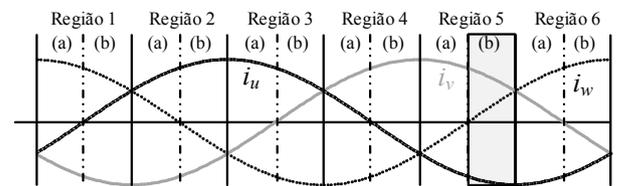


Fig. 3. Regiões de operação do inversor.

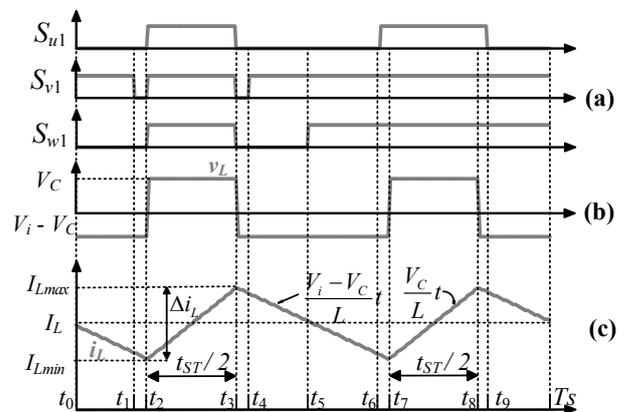


Fig. 4. Formas de ondas dentro de um período de comutação: (a) comando nos interruptores S_{u1} , S_{v1} e S_{w1} , (b) tensão nos indutores L_1 e L_2 e (c) corrente nos indutores L_1 e L_2 .

É importante ressaltar que essa expressão é válida quando t_2 e t_7 são deslocados para a origem.

IV. CÁLCULO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE DO INVERSOR FONTE Z

Nesta seção será apresentado o equacionamento dos valores médios e eficazes das correntes nos semicondutores do inversor fonte Z. Os valores obtidos através do equacionamento são importantes para dimensionar os semicondutores e o dissipador que serão utilizados no projeto. Além disso, é possível estimar o rendimento do inversor baseado nas perdas de potência em cada componente. É importante ressaltar que o equacionamento dos valores médios e eficazes das correntes mudam de acordo com a técnica de modulação adotada [11]-[13]. Dessa forma, os cálculos que serão apresentados nesse artigo são válidos apenas para a técnica de modulação *Boost Simples*, na qual o curto-circuito de braço ocorre simultaneamente nas três fases do inversor. O princípio de funcionamento dessa modulação pode ser visto com detalhes em [1], [7], [8], [14], [15].

Considerando que as cargas são equilibradas, o ZSI (*Z-Source Inverter*) possuirá característica simétrica de distribuição de corrente. Portanto é possível realizar os cálculos de apenas um único conjunto S_{u1} e D_{u1} e os resultados podem ser estendidos para os demais semicondutores.

A. Esforço de Corrente nos Interruptores

A corrente que circula nos interruptores do inversor depende de duas componentes, a corrente na carga durante os vetores ativos e nulos e a corrente fornecida pela malha Z nos instantes de curto-circuito.

Durante os vetores ativos e nulos a corrente no interruptor é igual a corrente de carga, desta forma, sua relação com o comando do interruptor pode ser definida por:

$$i_{Su1} = i_u^+ d_{Su1} \quad (7)$$

onde i_u^+ representa a corrente na carga durante o semiciclo positivo e d_{Su1} define a razão de trabalho do interruptor, sendo que estas variam em função do tempo, respectivamente, por:

$$i_u^+ = I_p \text{sen}(\omega t - \phi), \text{ para } \phi \leq \omega t \leq \pi + \phi \quad (8)$$

$$i_u^+ = 0, \text{ para } \phi + \pi \leq \omega t \leq 2\pi + \phi$$

$$d_{Su1} = 1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \text{sen}(\omega t) \quad (9)$$

onde I_p e ϕ representam a corrente de pico na carga, e a defasagem da corrente na carga, respectivamente.

A Figura 5 (a) ilustra o circuito equivalente do inversor durante os vetores de curto-circuito. A fonte $2i_L$ representa a corrente na saída da malha Z e as fontes i_u , i_v e i_w representam as correntes na carga u , v e w , respectivamente.

Os interruptores foram substituídos por resistências de mesmo valor, partindo do princípio que os mesmos são ideais. Portanto, a corrente na saída da malha Z, que é igual $2i_L$, se divide igualmente nas três fases. Aplicando o conceito da superposição na fase u dois circuitos equivalentes podem

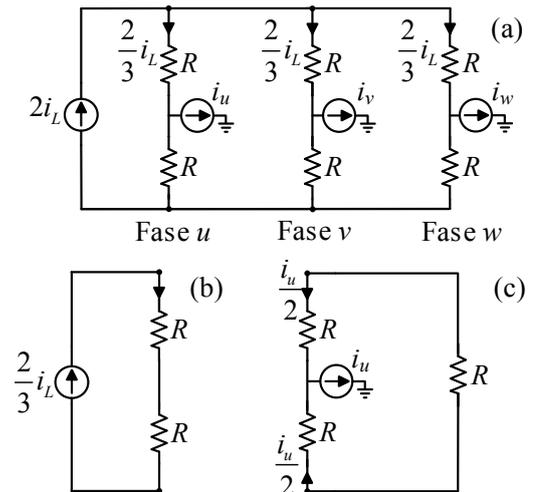


Fig. 5. Modelos do inversor: (a) circuito equivalente do inversor na etapa de curto-circuito, (b) circuito equivalente da fase u vista pela fonte $2/3i_L$, (c) circuito equivalente da fase u vista pela fonte i_u .

ser obtidos. A Figura 5 (b) representa o circuito equivalente da fase u quando vista pela fonte $2/3i_L$ e a Figura 5 (c) representa o circuito equivalente da fase u vista pela fonte i_u . Aplicando a análise dos nós, conclui-se que a corrente no interruptor durante os vetores de curto-circuito é igual à:

$$i_{Su1} = \frac{2}{3}i_L + \frac{i_u}{2} \quad (10)$$

Portanto, a corrente no interruptor que é ilustrada na Figura 6 (a) é uma função de frequências distintas e que depende do estado de condução dos interruptores. Essas características tornam o cálculo dos valores médio e eficaz de i_{Su1} complexo.

Entretanto, é possível aplicar um artifício matemático, em que i_{Su1} é separada em duas componentes, sendo uma a parcela dependente das etapas de curto-circuito, e a outra a parcela dependente da corrente de carga ($i_u^+ d_{Su1}$) como mostra a Figura 6 (b) e a Figura 6 (c). Através deste artifício é possível obter separadamente os valores médio e eficaz das formas de ondas da Figura 6 (b) e da Figura 6 (c) de maneira mais simples e, conseqüentemente obter os esforços de corrente no interruptor.

1) *Valores médio e eficaz da componente i_{ST}* : A corrente i_{ST} ilustrada na Figura 7 (a) também pode ser separada em duas componentes independentes, i_{ST1} e i_{ST2} , representadas pela Figura 7 (b) e pela Figura 7 (c), respectivamente. A componente i_{ST1} é igual à $2/3$ de i_L nos instantes em que o vetor de curto-circuito é aplicado, e nula nos vetores ativos e nulos. Esse comportamento se repete periodicamente com o dobro da frequência de comutação. A componente i_{ST2} também opera com a mesma frequência de i_{ST1} . Porém, observa-se que esta corrente possui uma envoltória de baixa frequência que varia de forma senoidal em função do tempo, tal como:

$$i_{ST2_env} = -\frac{I_p}{2} \text{sen}(\omega t - \phi) = -\frac{i_u}{2}, \text{ para } \phi \leq \omega t < \pi + \phi \quad (11)$$

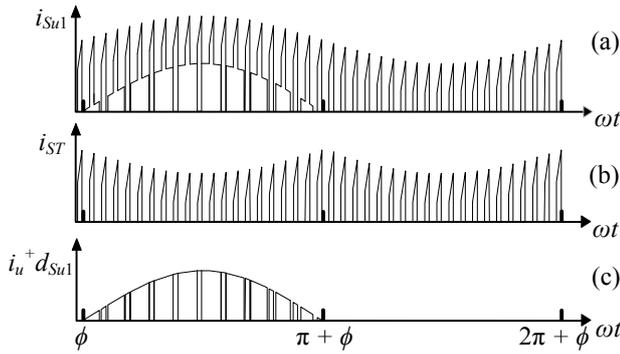


Fig. 6. Esboço da forma de onda da corrente no interruptor S_{u1} : (a) corrente no interruptor S_{u1} ; (b) corrente de curto-circuito i_{ST} e (c) semiciclo positivo da corrente na carga multiplicado pela razão de trabalho do interruptor.

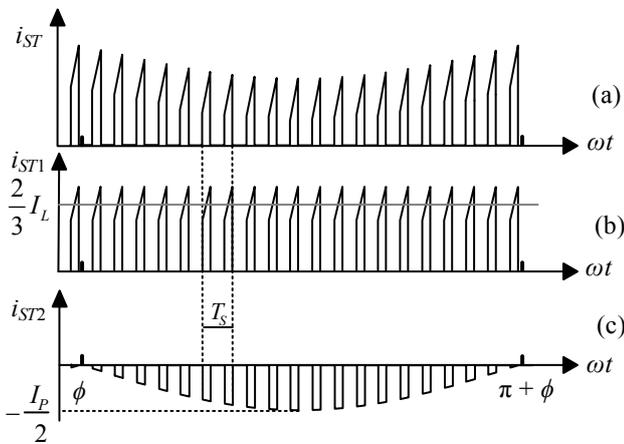


Fig. 7. Esboço da corrente de curto-circuito em função do tempo. (a) corrente curto-circuito i_{ST} ; (b) corrente i_{ST1} e (c) corrente i_{ST2} .

onde i_u é igual a corrente na carga u . Uma vez demonstrado que a corrente de curto-circuito é a soma de duas componentes i_{ST1} e i_{ST2} , é possível obter as expressões do valor médio de i_{ST} utilizando o teorema da superposição. O valor médio da corrente de curto-circuito é igual à soma dos valores médios de i_{ST1} e i_{ST2} , conforme:

$$(i_{ST})_{med} = (i_{ST1})_{med} + (i_{ST2})_{med} \quad (12)$$

onde:

- $(i_{ST})_{med}$ - valor médio da corrente de curto-circuito;
- $(i_{ST1})_{med}$ - valor médio da primeira componente da corrente de curto-circuito;
- $(i_{ST2})_{med}$ - valor médio da segunda componente da corrente de curto-circuito;

O resultado de $(i_{ST1})_{med}$ é obtido calculando o valor médio de i_{ST1} dentro de um período de comutação, tal como:

$$(i_{ST1})_{med} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{t_{ST}}{2}} \frac{2}{3} i_L dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{t_{ST}}{2}} \frac{2}{3} \left(\frac{V_c}{L} t + \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_c}{L} \frac{t_{ST}}{4} \right) dt \quad (13)$$

$$(i_{ST1})_{med} = \frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} \frac{t_{ST}}{T_s} = \frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} D_{ST} = \frac{2}{3} I_L D_{ST}.$$

Conclui-se que $(i_{ST1})_{med}$ é igual a dois terços do valor médio da corrente no indutor da malha Z, multiplicado pela razão de trabalho de curto-circuito.

Como a largura dos pulsos de i_{ST2} é modulado por D_{ST} , o resultado de $(i_{ST2})_{med}$ é obtido multiplicando o valor médio de (11) por D_{ST} , tal como:

$$(i_{ST2})_{med} = \frac{D_{ST}}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} -\frac{I_p}{2} \text{sen}(\omega t - \phi) d\omega t = -\frac{D_{ST} I_p}{\pi}. \quad (14)$$

Substituindo (13) e (14), em (12), a corrente média de curto-circuito pode ser escrita como:

$$(i_{ST})_{med} = \left(\frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{I_p}{\pi} \right) D_{ST}. \quad (15)$$

Para deduzir o valor eficaz da corrente de curto-circuito é necessário analisar o princípio básico do valor eficaz de uma função qualquer. Supondo que exista uma corrente i_1 e que essa corrente é igual à soma entre i_2 e i_3 , têm-se:

$$i_1 = i_2 + i_3. \quad (16)$$

Por definição o valor eficaz de i_1 é igual à:

$$(i_1)_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_2 + i_3)^2 dt}. \quad (17)$$

Aplicando a regra do quadrado da soma de dois termos é possível reescrever (17) da seguinte maneira:

$$(i_1)_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_2^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T 2i_2 i_3 dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_3^2 dt}. \quad (18)$$

Analisando (18) é possível chegar à seguinte conclusão: o primeiro termo da equação é equivalente ao quadrado do valor eficaz de i_2 , o segundo termo da equação é equivalente a duas vezes o valor médio do produto entre i_1 e i_2 , e por fim, o terceiro termo da equação é equivalente ao quadrado do valor eficaz de i_3 . Partindo desse princípio, o valor eficaz da corrente de curto-circuito é dado por:

$$(i_{ST})_{ef} = \sqrt{(i_{ST1})_{ef}^2 + 2(i_{ST1} i_{ST2})_{med} + (i_{ST2})_{ef}^2} \quad (19)$$

onde:

- $(i_{ST})_{ef}$ - valor eficaz da corrente de curto-circuito;
- $(i_{ST1})_{ef}$ - valor eficaz de i_{ST1} ;
- $(i_{ST2})_{ef}$ - valor eficaz de i_{ST2} ;
- $(i_{ST1} i_{ST2})_{med}$ - valor médio do produto entre i_{ST1} e i_{ST2} .

O valor eficaz de i_{ST1} é igual à:

$$(i_{ST1})_{ef} = \sqrt{\frac{t_{ST}}{T_s} \int_0^{\frac{t_{ST}}{2}} \left[\frac{2}{3} \frac{V_c}{L} t + \frac{2}{3} \left(\frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_c}{L} \frac{t_{ST}}{4} \right) \right]^2 dt} \quad (20)$$

$$(i_{ST1})_{ef} = \sqrt{\frac{D_{ST} (48L^2 P_{out}^2 + V_c^2 V_i^2 t_{ST}^2)}{108L^2 V_i^2}}.$$

O valor eficaz de i_{ST2} é igual à:

$$(i_{ST2})_{ef} = \sqrt{\frac{D_{ST}}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left[-\frac{I_p}{2} \text{sen}(\theta - \phi) \right]^2 d\omega t} = I_p \sqrt{\frac{D_{ST}}{8}}. \quad (21)$$

Uma maneira simples de definir $(i_{ST1} i_{ST2})_{med}$ é considerar que i_{ST1} é um sinal contínuo no tempo de valor médio igual à

$2/3I_L$ (dois terços do valor médio da corrente no indutor L) e que i_{ST2} é um sinal contínuo no tempo igual à envoltória definida por (11). Levando em conta essas considerações, basta calcular o valor médio do produto entre $2/3I_L$ e i_{ST2_env} e, o resultado multiplicar por D_{ST} , tal como:

$$\begin{aligned} (i_{ST1}i_{ST2})_{med} &= \frac{D_{ST}}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \frac{2}{3} I_L i_{ST2_env} d\omega t \\ (i_{ST1}i_{ST2})_{med} &= \frac{D_{ST}}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} \left[-\frac{I_p}{2} \sin(\omega t - \phi) \right] d\omega t \quad (22) \\ (i_{ST1}i_{ST2})_{med} &= -\frac{2}{3} \frac{I_p D_{ST} P_{out}}{\pi V_i} \end{aligned}$$

A variável D_{ST} foi inserida em (22) pois i_{ST1} e i_{ST2} são sinais com pulsos modulados por D_{ST} .

Substituindo (20), (21) e (22) em (19), é obtida a expressão do valor eficaz da corrente de curto-circuito.

$$(i_{ST})_{ef} = \sqrt{\frac{D_{ST} (48L^2 P_{out}^2 + V_c^2 V_i^2 t_{ST}^2)}{108L^2 V_i^2} + \dots} \quad (23)$$

$$\sqrt{-\frac{4}{3} \frac{I_p D_{ST} P_{out}}{\pi V_i} + I_p^2 \frac{D_{ST}}{8}}$$

2) *Valores médio e eficaz da corrente no interruptor S_{u1} :*
É possível utilizar o mesmo método para encontrar o valor médio e o valor eficaz da corrente no interruptor S_{u1} . Como foi discutido anteriormente, a corrente no interruptor é a soma entre as parcelas i_{ST} e $i_u^+ d_{Su1}$, como mostra a expressão abaixo:

$$i_{Su1} = i_{ST} + i_u^+ d_{Su1} \quad (24)$$

O valor médio da corrente no interruptor é dado por:

$$(i_{Su1})_{med} = (i_{ST})_{med} + (i_u^+ d_{Su1})_{med} \quad (25)$$

Pelo fato que $(i_{ST})_{med}$ já foi calculado anteriormente, é necessário encontrar apenas o valor médio do produto $i_u^+ d_{Su1}$. Com base em (8) e (9), é possível deduzir que:

$$(i_u^+ d_{Su1})_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} I_p \sin(\omega t - \phi) \left[1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \sin(\omega t) \right] d\omega t \quad (26)$$

$$(i_u^+ d_{Su1})_{med} = \frac{I_p}{8\pi} [\pi m \cos(\phi) - 4m + 8].$$

Substituindo (15) e (26) em (25), chega-se no valor médio da corrente no interruptor S_{u1} .

$$(i_{Su1})_{med} = D_{ST} \left(\frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{I_p}{\pi} \right) + \frac{I_p}{8\pi} [\pi m \cos(\phi) - 4m + 8] \quad (27)$$

Com base na mesma análise feita anteriormente, pode-se dizer que o valor eficaz da corrente no interruptor é dado por:

$$(i_{Su1})_{ef} = \sqrt{(i_{ST})_{ef}^2 + 2(i_{ST} i_u^+ d_{Su1})_{med} + (i_u^+ d_{Su1})_{ef}^2} \quad (28)$$

Sendo que o valor eficaz de $i_u^+ d_{Su1}$ é igual à:

$$\begin{aligned} (i_u^+ d_{Su1})_{ef} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} [I_p \sin(\theta - \phi)]^2 \left[1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \sin(\theta) \right] d\omega t} \quad (29) \\ (i_u^+ d_{Su1})_{ef} &= \frac{I_p}{12} \sqrt{36 + m \left[\frac{48 \cos(\phi)}{\pi} - 18 \right]} \end{aligned}$$

Para obter $(i_{ST} i_u^+ d_{Su1})_{med}$ é necessário determinar o produto entre i_{ST} e $i_u^+ d_{Su1}$ e verificar o seu comportamento ao longo do tempo. A Figura 8 (a), a Figura 8 (b) e a Figura 8 (c) ilustram as formas de ondas de i_{ST} , $i_u^+ d_{Su1}$ e do produto entre i_{ST} e $i_u^+ d_{Su1}$, respectivamente. A forma de onda da Figura 8 (c) é composta por pulsos de alta frequência, sendo que as amplitudes variam ao longo do tempo. Também pode ser observado que a largura de pulso da forma de onda é modulada apenas por D_{ST} e não há influência da razão de trabalho do interruptor.

Então, uma forma simplificada para se obter $(i_{ST} i_u^+ d_{Su1})_{med}$ é substituindo i_{ST} por uma envoltória contínua no tempo. A envoltória de i_{ST} é ilustrada na Figura 8 (a), onde é possível ver que a envoltória cruza exatamente no ponto médio da ondulação de corrente de cada pulso de i_{ST} . Com isso, a envoltória média pode ser escrita como:

$$i_{ST_env} = \frac{2}{3} I_L - \frac{i_u}{2} = \frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{I_p}{2} \sin(\omega t - \phi) \quad (30)$$

para $\phi \leq \omega t \leq \pi + \phi$.

Com base nisso é possível concluir que o valor médio da corrente $i_{ST} i_u^+ d_{Su1}$, é dado por:

$$\begin{aligned} (i_{ST} i_u^+ d_{Su1})_{med} &= \frac{D_{ST}}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} (i_{ST_env} i_u^+) d\omega t \\ (i_{ST} i_u^+ d_{Su1})_{med} &= \frac{D_{ST}}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} \left\{ \left[\frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{I_p}{2} \sin(\omega t - \phi) \right] \left[\dots I_p \sin(\omega t - \phi) \right] \right\} d\omega t \quad (31) \end{aligned}$$

$$(i_{ST} i_u^+ d_{Su1})_{med} = I_p D_{ST} \left(\frac{2}{3} \frac{P_{out}}{\pi V_i} - \frac{I_p}{8} \right)$$

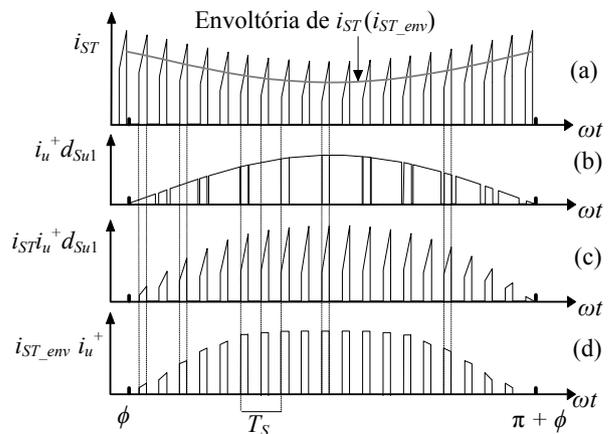


Fig. 8. Esboço da forma de onda resultante. (a) corrente de curto-circuito, (b) produto entre a corrente na carga e a função que define a razão de trabalho do interruptor S_{u1} , (c) forma de onda resultante do produto entre i_{ST} e $i_u^+ d_{Su1}$ e (d) forma de onda resultante do produto entre i_{ST_env} e i_u^+ .

Novamente, a variável D_{ST} foi inserida em (31), pois a forma de onda ($i_{ST}i_u + d_{Su1}$) é modulada pela razão de trabalho de curto-circuito. A expressão (31) calcula o valor médio da forma de onda da Figura 8 (d), que é o mesmo valor médio da corrente da Figura 8 (c), conforme demonstrado.

Substituindo (23), (29) e (31) em (28) e realizando algumas manipulações algébricas é possível obter o valor eficaz da corrente no interruptor:

$$(i_{Su1})_{ef} = \sqrt{I_p^2 \left[\frac{1}{8} + \frac{m \cos(\phi)}{3\pi} \right] + D_{ST}^2 \left(\frac{4 P_{out}^2}{9 V_i^2} + \frac{V_C^2 t_{ST}^2}{108 L^2} \right)}. \quad (32)$$

A corrente máxima do interruptor ocorre nas etapas de curto-circuito, quando a corrente no indutor L e na carga forem iguais à I_{Lmax} e I_p , respectivamente. Sendo que I_{Lmax} pode ser definido como:

$$I_{Lmax} = \frac{P_{out}}{V_i} + \frac{V_C t_{ST}}{L 4}. \quad (33)$$

Sabendo disso, substituindo I_{Lmax} e I_p na expressão (10), é possível concluir que a corrente máxima no interruptor é igual à:

$$(i_{Su1})_{max} = \frac{2}{3} I_{Lmax} + \frac{I_p}{2} = \frac{2}{3} \left(\frac{P_{out}}{V_i} + \frac{V_C t_{ST}}{L 4} \right) + \frac{I_p}{2}. \quad (34)$$

B. Esforço de Corrente nos Diodos de Roda Livre

A Figura 9 ilustra a corrente que circula pelo diodo D_{u1} . O diodo conduz apenas no semiciclo negativo, sendo que a equação que descreve essa forma de onda é igual à:

$$i_{Du1} = 0, \text{ para } \phi < \omega t < \pi + \phi$$

$$i_{Du1} = \begin{cases} I_p \sin(\omega t - \phi) \dots \\ \cdot [1 - d_{Su1}(\omega t - \pi)] \end{cases}, \text{ para } \phi + \pi < \omega t < 2\pi + \phi. \quad (35)$$

onde:

i_{Du1} - corrente no diodo D_{u1} ;

$d_{Su1}(\omega t - \pi)$ - função que descreve a razão de trabalho do interruptor S_{u1} defasada em π radianos.

A equação (35) mostra que i_{Du1} depende da corrente que circula pela carga e da razão de trabalho do interruptor S_{u1} defasada de π radianos.

O valor médio da corrente no diodo D_{u1} é igual à:

$$(i_{Du1})_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} \left\{ \begin{aligned} & -I_p \sin(\omega t - \phi) \dots \\ & \left[1 - \left(1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \sin(\omega t - \pi) \right) \right] \end{aligned} \right\} d\omega t \quad (36)$$

$$(i_{Du1})_{med} = \frac{I_p m}{8 \pi} [4 - \pi \cos(\phi)].$$

O valor eficaz da corrente no diodo D_{u1} é igual à:

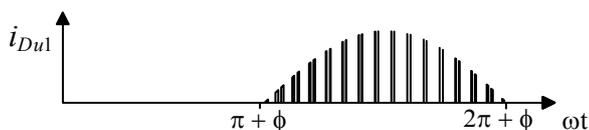


Fig. 9. Esboço da corrente que circula pelo diodo D_{u1} .

$$(i_{Du1})_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} \left\{ \begin{aligned} & [-I_p \sin(\omega t - \phi)]^2 \dots \\ & \left[1 - \left(1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \sin(\omega t - \pi) \right) \right]^2 \end{aligned} \right\} d\omega t} \quad (37)$$

$$(i_{Du1})_{ef} = \frac{I_p}{12} \sqrt{\frac{m [18\pi - 48 \cos(\phi)]}{\pi}}.$$

A corrente máxima no diodo ocorrerá quando a corrente na carga for máxima, ou seja:

$$(i_{Du1})_{max} = I_p. \quad (38)$$

V. VALIDAÇÃO DOS ESFORÇOS POR SIMULAÇÃO

Com o intuito de validar os equacionamentos dos valores médio e eficaz da corrente nos interruptores e nos diodos, foi realizada a simulação do inversor da Figura 2 (a) com a modulação *Boost* Simples. O índice de modulação foi variado entre 0,6 à 1. Os parâmetros de simulação são apresentados na Tabela I. Variando o índice de modulação no intervalo citado, a potência na saída varia entre 1538,66 W à 170,96 W. A Figura 10 (a) e a Figura 10 (b) comparam os resultados teóricos e simulados dos valores médio e eficaz da corrente no interruptor S_{u1} e no diodo D_{u1} , respectivamente.

As linhas representam os resultados teóricos e os símbolos demarcados por “x”, representam os resultados obtidos na simulação. Os erros entre os resultados teóricos e a simulação não ultrapassaram 1%, comprovando a eficácia das expressões desenvolvidas.

Os resultados apresentados na Figura 10 mostram que os esforços de corrente variam exponencialmente em função do índice de modulação. O motivo desse comportamento pode ser explicado analisando (27), (32), (36) e (37). Como se pode observar, os esforços de corrente dependem de P_{out} e I_p e de fato, esses dois parâmetros variam exponencialmente em função do índice de modulação.

Observa-se ainda que a corrente nos interruptores é proporcional a tensão de entrada e que, variações dos parâmetros da malha Z, também não resultam alterações significativas nas correntes dos semicondutores.

No projeto da malha Z, a indutância L deve ser igual ou superior à um valor crítico, para que o inversor possa operar em condução contínua [9]. Caso se escolha uma indutância próxima ou igual à crítica, o valor eficaz da corrente no interruptor não sofrerá alterações significativas, comparado com qualquer outro valor de L que mantenha o inversor operando em condução contínua. Além disso, a capacitância C da malha Z é projetada em função da indutância. Portanto,

Tabela I
Parâmetros da Simulação

Parâmetros	Descrição	Valor
R_o	Resistência da carga	20 Ω
L_o	Indutância da carga	16,50 mH
L	Indutância da malha Z	1,10 mH
C	Capacitância da malha Z	940 μF
V_i	Tensão de entrada	100 V
f_s	Frequência de comutação	10 kHz
f	Frequência na saída	60 Hz

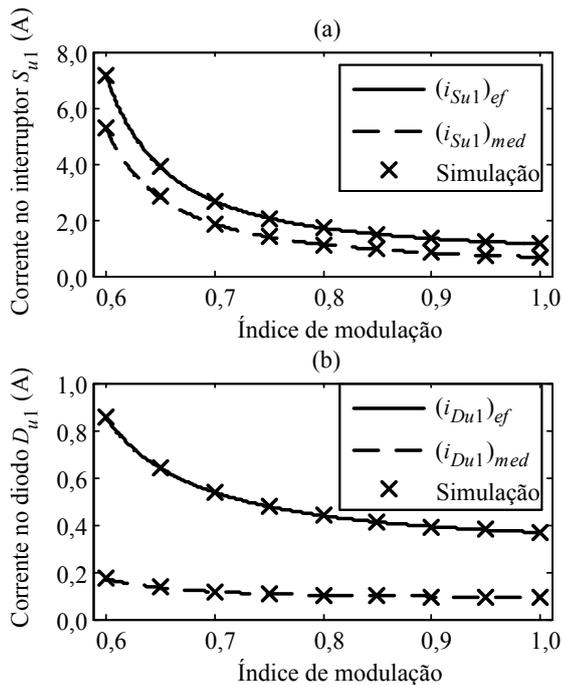


Fig. 10. Comparação entre os resultados teóricos e simulados variando o índice de modulação e mantendo V_i , R_o , L_o , f , L e C constantes: (a) corrente no interruptor S_{u1} e (b) corrente no diodo D_{u1} .

julgou-se desnecessário apresentar a variação da corrente eficaz em S_{u1} em função dos parâmetros da malha Z.

VI. DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

Um exemplo de dimensionamento dos semicondutores é apresentado nesta sessão, considerando-se um conversor com as especificações da Tabela I. A Tabela II apresenta os parâmetros de operação do inversor quando o índice de modulação é igual a 0,6. Utilizando os parâmetros da Tabela II e as expressões (27), (32), (34), (36), (37) e (38) foi possível calcular os esforços de corrente nos semicondutores, os quais são apresentados na Tabela III.

A partir dos resultados apresentados na Tabela III foi escolhido o IGBT IRG4PH50UD da *Infineon*. As características de condução desse componente seguem na Tabela IV. A perda de condução no interruptor e no diodo pode ser calculada como:

$$P_{CON} = V_{To_S/D} (i_{S/D})_{med} + r_{T_S/D} (i_{S/D})_{ef}^2. \quad (39)$$

A perda de comutação (P_{SW}) no interruptor e no diodo pode ser calculada de acordo com [16] e [17]. Sendo assim, foram obtidas as perdas no interruptor e no diodo como mostra a Tabela V.

A Figura 11 relaciona as perdas nos principais componentes do conversor em função do índice de modulação. Além dos semicondutores S_{u1} e D_{u1} , foram analisadas as perdas nos componentes que compõe a malha Z, ou seja, D_1 , L e C . Observa-se que o diodo D_1 possui a maior perda em relação aos demais componentes. O indutor e o capacitor da malha Z também apresentam perdas significativas, principalmente quando o índice de modulação é reduzido.

Tabela II
Parâmetros de Operação do Inversor

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_C	300 V	t_{st}	40 μ s
I_L	15,39 A	D_{st}	0,40
I_{Lmax}	18,11 A	ϕ	17,28°
P_{out}	1538,66 W	I_p	7,16

Tabela III
Esforços de Corrente nos Semicondutores

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$(i_{Su1})_{ef}$	7,22 A	$(i_{Du1})_{ef}$	0,85 A
$(i_{Su1})_{med}$	5,30 A	$(i_{Du1})_{med}$	0,17 A
$(i_{Su1})_{max}$	15,65 A	$(i_{Du1})_{max}$	7,16 A

Tabela IV
Características Elétricas do IGBT IRG4PH50UD

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{TOS}	Tensão de condução do interruptor	1,40 V
r_{TS}	Resistência série do interruptor	80 m Ω
V_{TOD}	Tensão de condução do diodo	0,87
r_{TD}	Resistência série do diodo	260 m Ω

Tabela V
Cálculo de Perdas nos Semicondutores

Parâmetro	Descrição	Valor
$P_{CON} S_{u1}$	Perda de condução em S_{u1}	11,58 W
$P_{SW} S_{u1}$	Perda de comutação em S_{u1}	20,48 W
$P_{CON} D_{u1}$	Perda de condução em D_{u1}	0,34 W
$P_{SW} D_{u1}$	Perda de comutação em D_{u1}	1,39 W

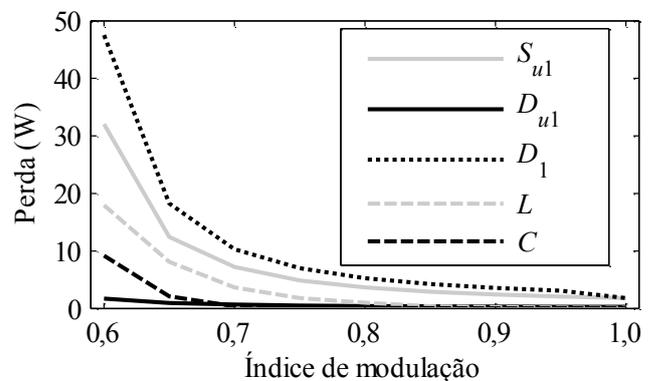


Fig. 11. Perdas nos componentes do inversor fonte Z em função do índice de modulação.

VII. ANÁLISE EXPERIMENTAL

Para validar a metodologia de cálculo dos esforços foi implementado um protótipo em laboratório. Os parâmetros do experimento são idênticos aos descritos na Tabela I. Similarmente a análise realizada na simulação, foi variado o índice de modulação entre 0,60 à 1 e mantido os demais parâmetros constantes. A Figura 12 compara os resultados teóricos e experimentais dos esforços de corrente. Na prática não é possível medir os esforços de corrente no interruptor e no diodo separadamente. Portanto, a linha tracejada representa o resultado teórico da soma entre o valor médio da corrente no interruptor e o valor médio da corrente no diodo. A linha contínua representa o resultado teórico da

soma entre o valor eficaz da corrente no interruptor e o valor eficaz da corrente no diodo. Os símbolos demarcados por “x” representam os resultados experimentais. Os erros entre os resultados experimentais e os resultados teóricos não ultrapassaram 2,3%. Esses resultados comprovam a eficácia do método de cálculo.

A Figura 13 compara o rendimento do conversor, estimado com base nos esforços calculados analiticamente, com o rendimento medido experimentalmente. As curvas foram traçadas considerando as perdas no inversor e na malha Z. O maior erro encontrado entre as curvas é igual a 3,87%, com índice de modulação de 0,60. É possível observar que o rendimento aumenta em função do índice de modulação. Verifica-se que as perdas de condução e comutação nos semicondutores aumentam significativamente quando m é reduzido, devido ao maior ganho do conversor e a elevação de energia reativa circulante

A Figura 14 ilustra a forma de onda obtida no ensaio experimental da corrente que circula no interruptor e no diodo. Observou-se que a corrente no interruptor possui picos elevados sempre que o inversor comuta entre os vetores nulos e os vetores de curto-circuito, como por exemplo entre a 2ª e a 3ª etapa de operação. Na 2ª etapa os interruptores inferiores do inversor recebem comando para conduzir e os interruptores superiores recebem comando para bloquear. Quando o inversor transita para a 3ª etapa, os interruptores inferiores mantêm o mesmo estado de condução da etapa anterior e os interruptores superiores recebem comando para conduzir simultaneamente. No

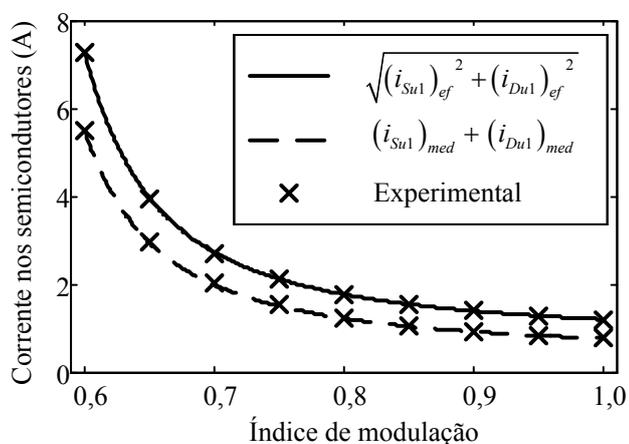


Fig. 12. Comparação entre os resultados teóricos e experimentais dos esforços de corrente no interruptor e no diodo.

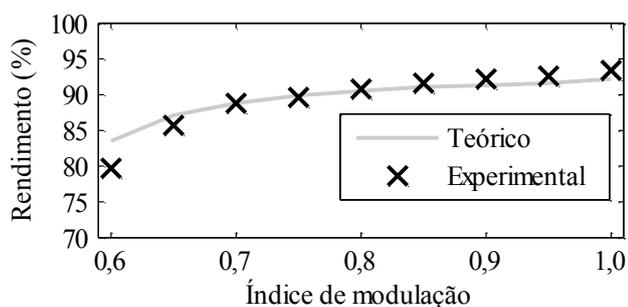


Fig. 13. Rendimento do conversor calculado analiticamente e medido experimentalmente.

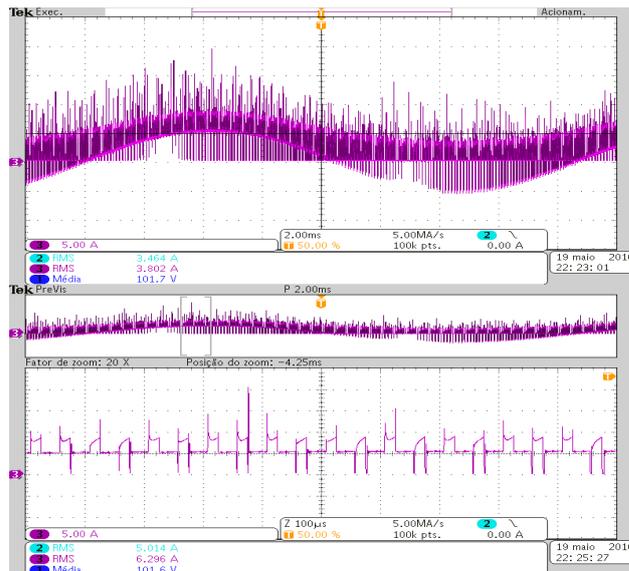


Fig. 14. Forma de onda da corrente no interruptor e no diodo obtida experimentalmente.

entanto, os interruptores não são ideais, e possuem tempos de entrada em condução ligeiramente diferentes. Caso um dos interruptores comute antes, este irá conduzir a corrente que circula na saída da malha Z que é igual a $2i_L$, ocasionando os picos de corrente apresentados na Figura 14. Apesar disso, esses picos de corrente não influenciaram na precisão dos cálculos apresentados, pois a duração desses picos de corrente é pequena quando comparada com o período de comutação.

VIII. CONCLUSÃO

Esse artigo apresentou uma metodologia de cálculo dos esforços de corrente do inversor fonte Z, mostrando as etapas de operação e as equações que regem o seu funcionamento.

Os valores obtidos através do equacionamento são importantes para dimensionar os semicondutores e o dissipador que será utilizado no inversor. Além disso, é possível estimar o rendimento do inversor se baseando nas perdas em cada componente.

Foi visto que a corrente no interruptor não depende apenas da corrente que circula pela carga i_u e a função que define a razão de trabalho do interruptor d_{Su1} , mas depende também da corrente de curto-circuito i_{ST} , que também representa uma parcela significativa nos valores eficaz e médios da corrente no semicondutor.

O valor médio da corrente no interruptor foi obtido somando os valores médios de $i_u \cdot d_{Su1}$ e i_{ST} . Entretanto, para o cálculo do valor eficaz, foi necessário aplicar a regra do quadrado de dois termos que resultou em três novas equações. Esses detalhes trouxeram dificuldades no desenvolvimento das expressões.

A análise via simulação do inversor, assim como a análise experimental, validou os cálculos teóricos.

Os resultados mostram que as equações propostas para calcular os valores médio e eficaz nos semicondutores do inversor fonte Z são válidas.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à Universidade do Estado de Santa Catarina pela estrutura laboratorial e à FAPESC e FITEJ pelo auxílio na obtenção dos materiais utilizados nesse trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] F. Bradaschia, *Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Pernambuco, 2012.
- [2] E. Romero-Cadaval, G. Spagnuolo, L. Garcia Franquelo, C. Ramos-Paja, T. Suntio, W. Xiao, "Grid-Connected Photovoltaic Generation Plants: Components and Operation", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, nº 3, pp. 6-20, Setembro 2013.
- [3] Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel), "Fontes Renováveis: Parte II", 2010. [Online]. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br>
- [4] U. Choi, K. Lee, F. Blaabjerg, "Power electronics for renewable energy systems: Wind turbine and photovoltaic systems", in *Proc. of ICRERA*, pp. 1-8, 2012.
- [5] L. Liu, H. Li, Y. Xue, W. Liu, "Reactive Power Compensation and Optimization Strategy for Grid-Interactive Cascaded Photovoltaic Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 1, pp. 188-202, Janeiro 2015.
- [6] G. Salazar Dias, D. Carrion, "Characterization and modeling of the efficiency of photovoltaic systems", *IEEE Latin America Transactions*, vol. 13, nº 8, pp. 2580-2586, Agosto 2015.
- [7] F. Z. Peng, "Z-source inverter", in *Proc. of IAS*, vol. 2, pp. 775-781, 2002.
- [8] F. Z. Peng, "Z-source inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, nº 2, pp. 504-510, Março/Abril 2003.
- [9] M. Shen, F. Z. Peng, "Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter With Small Inductance or Low Power Factor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, nº 1, pp. 89-96, Janeiro 2008.
- [10] M. Zhu, K. Yu, F.-L. Luo, "Switched Inductor Z-Source Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, nº 8, pp. 2150-2158, Agosto 2010.
- [11] W. T. Franke, N. Oestreich, F. Fuchs, "Comparison of transformerless converter topologies for photovoltaic application concerning efficiency and mechanical volume", in *Proc. of ISIE*, pp. 724-729, 2010.
- [12] W.-T. Franke, M. Mohr, F. Fuchs, "Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power", in *Proc. of PESC. IEEE*, pp. 1814-1820, 2008.
- [13] J. Li, J. Liu, Z. Liu, "Loss Oriented Evaluation and Comparison of Z-Source Inverters Using Different Pulse Width Modulation Strategies", in *Proc. of APEC*, pp. 851-856, 2009.
- [14] F. Z. Peng, M. Shen, Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter", in *Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 255-260, 2004.
- [15] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. Tolbert, D. Adams, "Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, nº 3, pp. 770-778, Maio 2006.
- [16] U. Drogenik, J. W. Kolar, "A General Scheme for Calculating Switching- and Conduction-Losses of Power Semiconductors in Numerical Circuit Simulations of Power Electronic Systems", in *Proc. Of IPEC*, 2005.
- [17] F. Cassanellas, "Losses in PWM Inverter Using IGBT's", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 141, nº 5, pp. 235 - 239, Setembro 1994.

DADOS BIOGRÁFICOS

Vitor Telles Odaguiri, nascido em 03/04/1987 em Joinville, Brasil. Possui graduação (2016) em engenharia elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência e sistemas de energia renovável.

Rubens Tadeu Hock Júnior, nascido em Joinville, SC, é engenheiro eletricista (2013) e mestre (2015) Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC. Atualmente é doutorando na mesma instituição. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade do processamento da energia elétrica, sistemas de controle e sistemas de energia renovável. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

Alessandro Luiz Batschauer, nasceu em Balneário Camboriú, Brasil, em 1977. Possui graduação (1999), mestrado (2002) e doutorado (2011) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina. Desde 2003 é professor efetivo da Universidade do Estado de Santa Catarina e integrante do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - nPEE. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Conversão e Retificação da Energia Elétrica, atuando principalmente nos seguintes temas: CFP, comutação suave e inversores multiníveis. Prof. Alessandro Batschauer atualmente é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência e da IEEE.