

NOVA ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO APLICADA EM CONVERSOR CA-CC MONOFÁSICO PARA APLICAÇÃO EM CARREGADORES VEICULARES EMBARCADOS

Rafael Felipe Van Kan¹, Leonardo Adriano Ramos¹, Cassiano Rech², Marcello Mezaroba¹

¹Universidade do Estado de Santa Catarina (UESC), Joinville – SC, Brasil

²Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria – RS, Brasil

e-mail: rafaelvankan@gmail.com, leonardoadrianoramos@hotmail.com, rech.cassiano@gmail.com,

marcello.mezaroba@gmail.com

Resumo – Este artigo apresenta uma nova estratégia de modulação do conversor CA-CC monofásico bidirecional, isolado em alta frequência, de único estágio e com correção do fator de potência, destinado para aplicação como carregador de baterias embarcado de veículos elétricos. Os interruptores do lado primário do conversor operam sob a modulação por largura de pulso (PWM) senoidal, permitindo correção do fator de potência e transferindo a energia da rede elétrica a um barramento CC. Após o transformador, o lado secundário é composto por uma estrutura em ponte completa em que os interruptores são comandados em alta frequência com razão cíclica fixa de 50%. Para a transferência da energia armazenada do barramento CC primário para a saída emprega-se a técnica de deslocamento de fase (*phase-shift*), utilizada em conversores DAB. Desta forma são desenvolvidas análises teóricas e equacionamentos utilizando-se da nova modulação, sendo validadas por resultados experimentais com um protótipo de potência de 500 W, tensão de entrada de 127 V/ 60 Hz e tensão de saída de 300 V.

Palavras-Chave – Conversor CA-CC bidirecional, Correção do fator de potência, Estratégia de modulação, Veículos elétricos.

NEW MODULATION STRATEGY APPLIED TO A SINGLE-PHASE AC-DC CONVERTER FOR APPLICATION IN GRID-TO-VEHICLE (G2V) AND VEHICLE-TO-GRID (V2G) MODES

Abstract – This paper presents a new modulation strategy for a single-phase single-stage isolated ac-dc converter with power factor correction intended for electric vehicle battery charger. The switches on the primary side of the converter operates under sinusoidal PWM modulation, providing power factor correction and transferring power from grid to a DC bus. After the transformer, the secondary side is composed of a full-bridge structure in which the switches are controlled by means of fixed PWM modulation with 50% duty-cycle. For transferring the stored energy from the primary DC bus to output of converter, the phase-shift technique is applied, used in DAB converters. Laboratory tests with a 500 W, 127 V/60 Hz input voltage and 300 V output voltage validate the theoretical analysis carried out.

Keywords – AC-DC bidirectional converter, Electric vehicles, Modulation strategy, Power Factor Correction.

I. INTRODUÇÃO

No conceito emergente de redes inteligentes ou *Smart Grids*, os veículos elétricos (VEs) irão desempenhar um novo papel, por meio da troca de energia com a rede elétrica. Para isso, necessitam-se de conversores bidirecionais que possibilitem o gerenciamento da energia, permitindo não somente o carregamento das baterias, como também que os VEs funcionem como sistemas distribuídos de armazenamento de energia, sistema conhecido como *Vehicle-to-grid* (V2G) [1]-[3]. Os veículos com esta funcionalidade são então capazes de drenar ou injetar energia na rede elétrica, utilizando-se de carregadores bidirecionais [4].

Para realizar a recarga das baterias dos VEs, utilizam-se carregadores embarcados (*on-board*) ou estações de recarga (*off-board*). Os carregadores embarcados são normalmente projetados para utilização residencial, com carregamento lento das baterias, associados à recarga noturna ou de oportunidade. Por serem embarcados, o peso e volume são requisitos importantes, que devem ser minimizados no projeto [3]. Já os carregadores *off-board* geralmente são constituídos por dois estágios de potência, em que um conversor CA-CC é associado a um conversor CC-CC bidirecional. Esses carregadores são usualmente aplicados no carregamento rápido de baterias, resultando em conversores de elevada potência e de maior peso/volume [5-7].

Com o crescimento do mercado dos VEs, organizações de padronização tem definido normas, requisitos, modos e classificações quanto aos carregadores de baterias. Na Europa e no Brasil, as organizações que desenvolvem e definem padrões para VEs são a IEC e a ISO. A IEC é responsável pela definição de componentes elétricos e infraestrutura de carregamento, enquanto a ISO engloba vários tópicos relacionados aos VEs. As normas mais importantes definidas pela IEC e adotadas pela ABNT são: NBR/IEC 61851 e NBR/IEC 62196. A relevante no desenvolvimento de conversores é a NBR/IEC 61851, a qual define os modos de recarga condutiva que são quatro, apresentados na Tabela I. [8-9]. Diferentes topologias de conversores CA-CC têm sido propostas [10-21]. Há topologias de dois estágios e de estágio único, sendo algumas delas para aplicação como carregadores de baterias de VEs.

O controle do fluxo de potência nesses circuitos, em grande maioria, utiliza-se da técnica por deslocamento de fase (*phase-shift*).

TABELA I
Modos de Carregamento para VEs (NBR/IEC 61851)

Modos	Conexão	Características
Modo 1	 Tomada residencial de uso geral	Carregamento CA; on-board; 16 A; 250 V (monofásico) ou 480 V (trifásico)
Modo 2	 Tomada residencial de uso específico com proteção	Carregamento CA; on-board; 32 A; 250 V (monofásico) ou 480 V (trifásico)
Modo 3	 Estações de recarga residencial ou comercial	Carregamento CA; on-board; 63 A; 250 V (monofásico) ou 480 V (trifásico)
Modo 4	 Estações de recarga	Carregamento CC; até 400 A; Carregamento rápido

Estruturas de dois estágios são constituídas de estrutura CA-CC com correção do fator de potência na entrada, integrado a um conversor CC-CC isolado para regulação da tensão de saída. Estas topologias são geralmente soluções padrões na conversão CA-CC, como os trabalhos apresentados em [20-22], no entanto, possuem maior número de componentes, peso, volume e custos. Os conversores de único estágio são então soluções que possibilitam a redução de componentes e consequentemente o peso, volume e custos, além de melhorar o rendimento do sistema. A fim de atender e propor conversores de único estágio, o artigo apresenta o estudo de uma proposta de modulação aplicada a uma topologia de complexidade reduzida em comparação com soluções convencionais. Além do mais, busca-se a redução do número de semicondutores, operação no modo V2G, isolamento galvânica em alta frequência e redução de ondulação de tensão em baixa frequência [17, 18].

Para a correção do fator de potência em conversores CA-CC, a modulação PWM senoidal é a mais utilizada, a qual emprega a variação senoidal da razão cíclica para o comando dos interruptores [22]. Atualmente, vários novos sistemas de geração de energia são conectados à rede CA, causando degradação harmônica, flutuações de frequência, e muitos outros problemas [23], [24]. A fim de resolver estes problemas, o sistema de distribuição CC tem recebido mais atenção. Nesse contexto, nos últimos anos estudos sobre o transformador de estado sólido (*solid state transformer - SST*) com base em conversores do tipo *Dual Active Bridge* (DAB) tornaram-se populares, tendo vantagens como: controle simples, fluxo de energia bidirecional e isolamento galvânico [25]. Na literatura, há várias estratégias de controle do fluxo de potência para o conversor DAB, sendo a maioria baseadas no controle por deslocamento de fase [26].

O presente artigo apresenta o estudo qualitativo e quantitativo de uma nova estratégia de modulação aplicada no conversor CA-CC monofásico apresentado em [17] e [18]. Em [17] e [18], utilizou-se a modulação PWM senoidal em conjunto com a técnica de deslocamento de fase para a conversão de energia. No lado primário, aplicou-se a técnica de entrelaçamento, em que as portadoras triangulares são fixas e defasadas entre si em 180°. No lado secundário, as portadoras são defasadas por um ângulo de deslocamento de

fase (*phase-shift*) δ em relação as portadoras do lado primário, o que possibilita o controle do fluxo de potência. A razão cíclica dos interruptores do lado primário e secundário são equivalentes e de variação senoidal, impondo em ambos os enrolamentos do transformador uma tensão de formato retangular de três níveis. Na nova estratégia de modulação apresentada neste artigo, o lado secundário passa a operar com razão cíclica fixa de 50% em cada interruptor, não dependendo mais da variação senoidal da razão cíclica imposta no lado primário. Logo, no enrolamento primário do transformador tem-se uma forma de onda de tensão retangular de três níveis e no enrolamento secundário uma forma de onda de tensão retangular de dois níveis, defasadas entre si pelo ângulo de defasagem δ . Esta nova estratégia possibilita simplificação na implementação e operação, redução de esforços de controle e contribui como estudo preliminar de uma variação topológica trifásica com menor número de componentes, processamento de maiores potências e redução da capacitância do barramento primário.

A estrutura da variação topológica trifásica que tem como base o estudo apresentado neste artigo é apresentada na Figura 1. Em comparação com o conversor de [17], para ser implementada a versão trifásica, seriam necessárias três estruturas em ponte completa no lado secundário para cada fase do lado primário, devido a estratégia de modulação ser PWM senoidal e aplicada em ambos os lados. Portanto, seriam necessários 24 interruptores na estrutura. Com a estratégia apresentada neste artigo, é necessário apenas uma estrutura em ponte completa no lado secundário, reduzindo para 16 interruptores e consequentemente o peso e volume do conversor.

Nas seções seguintes apresenta-se o estudo completo desta nova modulação supracitada, o qual consiste em análises qualitativa e quantitativa, exemplo de projeto e resultados experimentais, as quais comprovam a fiabilidade e auxílio matemático a trabalhos e aplicações futuras.

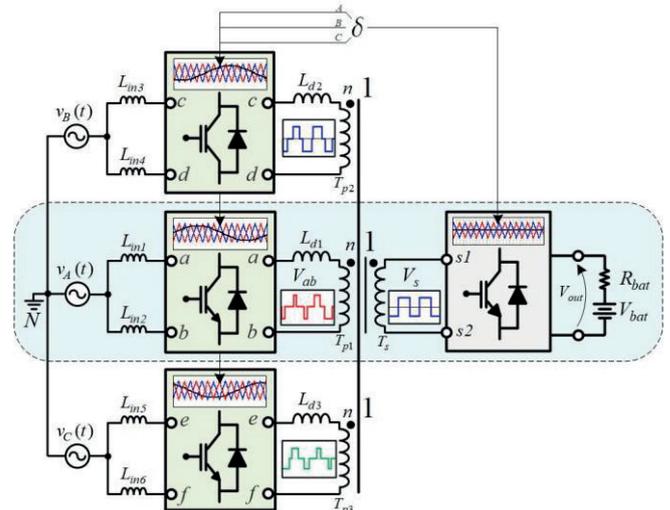


Fig. 1. Estrutura trifásica possível de ser implementada com o conversor monofásico e com a estratégia de modulação proposta.

II. CONVERSOR CA-CC BIDIRECIONAL ISOLADO

O estágio de potência do conversor CA-CC monofásico bidirecional e isolado de único estágio proposto em [17] e

[18] é apresentado na Figura 2, o qual constitui uma das fases da estrutura trifásica apresentada na Figura 1, em destaque.

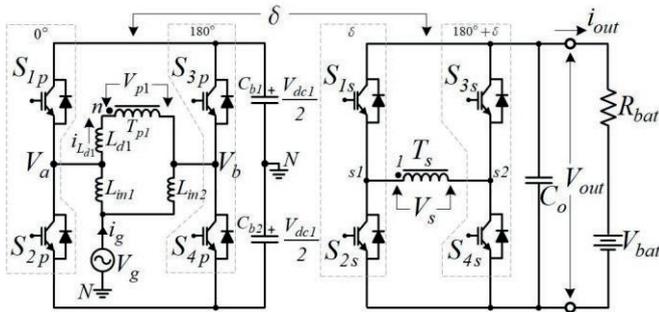


Fig. 2. Estrutura de potência do conversor CA-CC monofásico bidirecional e isolado de único estágio.

O lado primário do conversor é composto por duas estruturas em meia- ponte interligadas a tensão de entrada V_g pela técnica de intercalamento. Pela modulação empregada nos interruptores S_{1p} , S_{2p} , S_{3p} e S_{4p} , a energia da entrada é entregue a um barramento capacitivo composto por C_{b1} e C_{b2} . O indutor L_{d1} é responsável pela transferência de potência do lado primário ao secundário. A tensão imposta nestes capacitores é também imposta no enrolamento primário do transformador (T_{p1}).

O enrolamento secundário do transformador é conectado a uma estrutura em ponte completa composta pelos interruptores S_{1s} , S_{2s} , S_{3s} e S_{4s} . A potência é fornecida a um filtro capacitivo na saída, onde uma bateria pode ser conectada. A independência entre os funcionamentos do lado primário e secundário permite a inserção do transformador de alta frequência, interligando as duas pontes completas, formando um conversor isolado. O isolamento galvânico proporciona maior proteção aos usuários e permite também a adaptação dos níveis de tensão existentes.

III. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para a compreensão do funcionamento do conversor são realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor. São descritas as principais características da nova estratégia de modulação e os principais equacionamentos das regiões de operação existentes na operação do conversor.

A. Estratégia de Modulação Proposta

Na Figura 3 são apresentadas as principais formas de onda relacionadas a proposta de modulação utilizada no conversor.

Para o acionamento dos interruptores do lado primário (S_{1p} , S_{2p} , S_{3p} e S_{4p}) foi utilizada a modulação PWM senoidal com duas portadoras triangulares defasadas em 180° para cada braço, fazendo o uso da técnica de intercalamento. Com esta técnica é possível, além da correção do fator de potência, a redução da ondulação na corrente de entrada. Para isto a razão cíclica dos interruptores é dada por:

$$d(\omega_g t) = \frac{1}{2} - M_d \text{sen}(\omega_g t). \quad (1)$$

Em que M_d é o índice de modulação do conversor, definido pela razão entre a tensão de pico da rede elétrica e a tensão total do barramento primário.

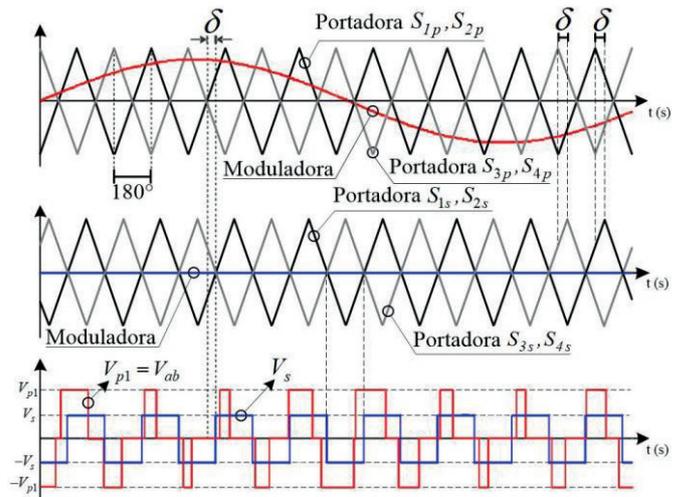


Fig. 3. Estratégia de modulação empregada no conversor.

Com esta modulação, uma onda retangular de três níveis é imposta nos enrolamentos do primário do transformador. No lado secundário, os interruptores S_{1s} , S_{2s} , S_{3s} e S_{4s} são comandados com razão cíclica fixa de 50%, produzindo uma onda retangular de dois níveis imposta no enrolamento secundário do transformador.

O controle do fluxo de potência entre os lados primário e secundário do conversor ocorre por meio da técnica de deslocamento de fase, muito utilizada em conversor do tipo DAB. O ângulo de defasagem δ , podendo ser positivo ou negativo, entre as ondas portadoras dos lados primário e secundário, define o sentido do fluxo de potência do conversor.

B. Estados de Acionamento

Em função das inúmeras etapas de operação e complexidade de suas análises, apresentam-se na Figura 4 o modelo de circuito fundamental do conversor.

Para análise, os capacitores de barramento primário, C_{b1} e C_{b2} , podem ser substituídos por fontes de tensão, cujo valor médio é igual a $V_{dc1}/2$. Do mesmo modo o capacitor de saída C_o pode ser representado por uma fonte de tensão de valor médio igual a V_o .

Na Tabela II e Tabela III são apresentados os possíveis estados de acionamento dos interruptores dos lados primário e secundário, respectivamente. A relação de transformação é representada por $n=N_p/N_s$. Com estes estados de acionamento dos interruptores é possível determinar as etapas de operação do conversor de maneira generalizada. Devido a estratégia de modulação empregada na qual tem-se a variação da razão cíclica juntamente com a variação do ângulo de defasagem, o conversor apresenta várias etapas de operação.

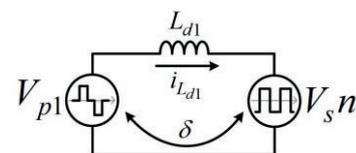


Fig. 4. Modelo de circuito fundamental para análise matemática do conversor.

TABELA II

Estados de Acionamento dos Interruptores do Primário						
S_{1p}	S_{2p}	S_{3p}	S_{4p}	V_a	V_b	$V_{ab}=V_{p1}$
1	0	0	1	$+V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}/2$	$+V_{dc1}$
0	1	1	0	$-V_{dc1}/2$	$+V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}$
1	0	1	0	$+V_{dc1}/2$	$+V_{dc1}/2$	0
0	1	0	1	$-V_{dc1}/2$	$-V_{dc1}/2$	0

TABELA III

Estados de Acionamento dos Interruptores Secundário				
S_{1s}	S_{2s}	S_{3s}	S_{4s}	V_s
1	0	0	1	$-V_{out}$
0	1	1	0	$+V_{out}$

C. Regiões de Operação do Conversor

Analisando-se as tensões nos enrolamentos dos lados primário e secundário do transformador e a corrente no indutor de transferência de potência L_{d1} e tendo-se a variação da razão cíclica dos interruptores do lado primário e do ângulo de defasagem, obtêm-se os possíveis estados de acionamento e regiões de operação do conversor com suas respectivas condições. Para isso foi realizada a excursão da razão cíclica senoidal, observando-se as formas de onda em alta frequência para $d < 0,5$ e $d \geq 0,5$ e a excursão do ângulo δ , de 0° a 180° , mais precisamente com ângulos fixos de 15° , 45° , 90° , 135° , 165° , atentando-se a melhor visualização das derivadas de corrente análise matemática. Com esta metodologia, definiu-se as mudanças entre as regiões de operação. A fim de relacionar a variação da razão cíclica senoidal imposta no lado primário com o ângulo de defasagem, utiliza-se a equação (3), fundamental também na determinação das condições de mudança entre as regiões de operação. Exemplificando, um ângulo δ de 180° é equivalente ao valor normalizado de 0,5.

$$\delta_{norm} = \frac{\delta_{graus} \times 0,5}{180^\circ} \quad (2)$$

Desta forma, analisando-se o circuito da Figura 4, dentro do período de comutação, a modulação proposta para a operação da topologia resultou 12 regiões de operação para o conversor, dependentes do ângulo δ e da razão cíclica senoidal aplicada nos interruptores do primário. Na Figura 5 são apresentadas a ocorrência das principais formas de onda utilizadas durante a operação do conversor para o levantamento das regiões, conforme a metodologia anteriormente descrita. Vale destacar que por conveniência esta análise foi realizada para ângulos de defasagem positivos, sendo que para ângulos negativos há somente inversão de sentido da potência.

Portanto, analisando-se as possíveis regiões de operação e seus respectivos limiares entre cada uma, obtêm-se as condições de operação para cada região, apresentadas na Tabela IV. As regiões de operação para ângulos de defasagem (δ) positivos ($\delta > 0^\circ$) são denominadas: R1, R2, R3, R4, R5 e R6. Para valores de ângulos de defasagem negativos ($\delta < 0^\circ$) as regiões são denominadas de R7, R8, R9, R10, R11 e R12.

Com estas condições é possível gerar um gráfico, apresentado na Figura 6, que ilustra as regiões de operação do conversor em função da variação da razão cíclica e da variação do ângulo de defasagem δ .

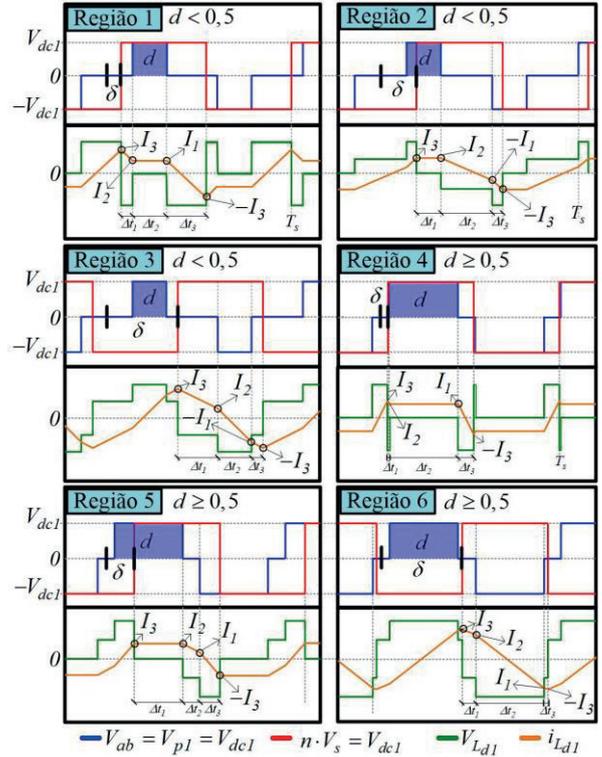


Fig. 5. Regiões de operação para ângulos δ positivos.

Com estas condições é possível gerar um gráfico, apresentado na Figura 6, que ilustra todas as regiões de operação do conversor em função da variação da razão cíclica e da variação do ângulo de defasagem de -180° a 180° ($-0,5$ a $0,5$ normalizado). Com isso é possível uma melhor compreensão do funcionamento do conversor com a estratégia de modulação adotada, sendo possível observar em quais regiões o conversor está operando.

TABELA IV
Regiões de Operação e suas Condições

Regiões de operação	Razão cíclica (d)	Condições
R1	$d < 0,5$	$0 \leq \delta T_s < (1/4 - d/2) T_s$
R2	$d < 0,5$	$(1/4 - d/2) T_s \leq \delta T_s < (1/4 + d/2) T_s$
R3	$d < 0,5$	$(1/4 + d/2) T_s \leq \delta T_s < T_s/2$
R4	$d \geq 0,5$	$0 \leq \delta T_s < (d/2 - 1/4) T_s$
R5	$d \geq 0,5$	$(d/2 - 1/4) T_s \leq \delta T_s < (3/4 - d/2) T_s$
R6	$d \geq 0,5$	$(3/4 - d/2) T_s \leq \delta T_s < T_s$
R7	$d < 0,5$	$0 \leq \delta T_s < (1/4 - d/2) T_s$
R8	$d < 0,5$	$(1/4 - d/2) T_s \leq \delta T_s < (1/4 + d/2) T_s$
R9	$d < 0,5$	$(1/4 + d/2) T_s \leq \delta T_s < T_s/2$
R10	$d \geq 0,5$	$0 \leq \delta T_s < (d/2 - 1/4) T_s$
R11	$d \geq 0,5$	$(d/2 - 1/4) T_s \leq \delta T_s < (3/4 - d/2) T_s$
R12	$d \geq 0,5$	$(3/4 - d/2) T_s \leq \delta T_s < T_s$

IV. ANÁLISE MATEMÁTICA

Nesta seção, a análise matemática completa é realizada para umas das regiões de operação, podendo ser estendida para as demais regiões.

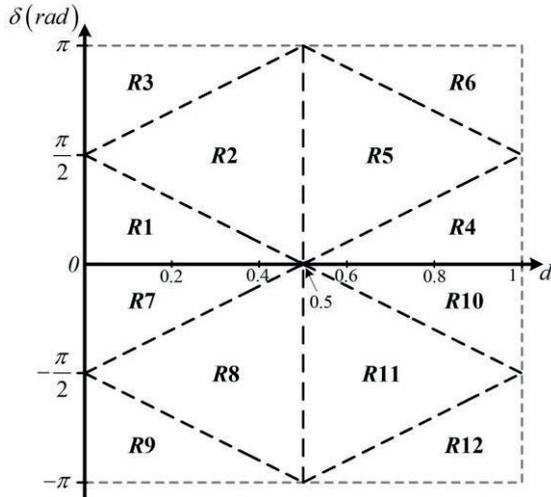


Fig. 6. Gráficos das regiões de operação em função da razão cíclica e do ângulo de defasagem.

As equações obtidas são fundamentais para a obtenção das curvas de transferência de potência e servem como base para o projeto do conversor.

Cada região de operação é caracterizada por uma sequência diferente de estados topológicos, implicando complexidade nas análises.

Portanto, a fim de obter a análise quantitativa do conversor, cada região é analisada separadamente dentro do período de comutação. A união destas análises em um período da rede elétrica proporciona o completo entendimento do conversor proposto.

Algumas hipóteses são assumidas a fim de facilitar as análises matemáticas como se segue:

- Todos os elementos do conversor são considerados ideais;
- A frequência de comutação é muitas vezes maior que a frequência da rede, portanto considera-se que as tensões e correntes de entrada permanecerão constantes durante um período de comutação;
- O conversor opera em regime permanente, não sendo considerada a dinâmica de transitórios;
- O transformador é ideal e sua corrente de magnetização é desprezível;
- A bateria pode ser representada por uma fonte de tensão cujo valor médio é igual a V_{out} .

A. Definições

Com o objetivo de facilitar as análises matemáticas e obter equações representadas de maneira genérica, algumas definições são realizadas. Inicialmente, para visualização do comportamento da potência ativa transferida por cada região de operação, considera-se a potência de base, definida por:

$$P_{R_{base}} = \frac{V_{dc1} V_s}{L_{d1} f_s} \quad (3)$$

O ganho estático do transformador pode ser representado por:

$$q = \frac{n V_s}{V_{dc1}} \quad (4)$$

As equações de corrente obtidas na análise matemática são

também parametrizadas de acordo com:

$$I_{base} = \frac{V_s n}{L_{d1} f_s} \quad (5)$$

Finalmente, a indutância L_s responsável pela transferência de potência pode ser obtida a partir da indutância de base, em que P_o é a potência de saída:

$$L_{base} = \frac{V_{dc1} V_s n}{P_o f_s} \quad (6)$$

B. Equacionamento da Região 1 (R1)

Como pode-se visualizar nas formas de onda da Figura 5, em um período de comutação há seis distintas etapas de operação, conforme a forma de onda de corrente. No entanto, é possível realizar a análise matemática em somente metade do período de comutação. A partir dos circuitos equivalentes de cada estágio de operação e dos valores de corrente definidos nas formas de onda, tem-se que:

$$I_2^{R1} - I_3^{R1} = -\frac{n V_s}{L_{d1}} \Delta t_1^{R1} \quad (7)$$

$$I_1^{R1} - I_2^{R1} = -\frac{(V_{dc1} + n V_s)}{L_{d1}} \Delta t_2^{R1} \quad (8)$$

$$-I_3^{R1} - I_1^{R1} = -\frac{n V_s}{L_{d1}} \Delta t_3^{R1} \quad (9)$$

A duração de tempo de cada parcela pertencentes aos seus respectivos intervalos são relacionadas com a razão cíclica (d) e o ângulo de defasagem (δ) por:

$$\Delta t_1^{R1} = \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2} - \delta \right) T_s \quad (10)$$

$$\Delta t_2^{R1} = d T_s \quad (11)$$

$$\Delta t_3^{R1} = \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{2} + \delta \right) T_s \quad (12)$$

Resolvendo o sistema de equações formado por (7)-(12), obtém-se as seguintes expressões já parametrizadas em função de (4) e (5).

$$\overline{I_1^{R1}} = \frac{q - 2d}{4} \quad (13)$$

$$\overline{I_2^{R1}} = \frac{2 q \delta + d - q d}{2} \quad (14)$$

$$\overline{I_3^{R1}} = \frac{2 q \delta - d + q d}{2} \quad (15)$$

Definidas as correntes e tendo-se a tensão imposta no lado secundário do transformador refletido para o primário, aplica-se a definição de potência dada por:

$$P_R = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} n V_s i_{Ld1}(t) dt \quad (16)$$

Resolvendo a integral, obtém-se a seguinte expressão:

$$\overline{P_{R1}} = 2 \delta d \quad (17)$$

Que representa a potência ativa quase instantânea transferida do primário ao secundário do transformador, durante a operação da região 1, já parametrizada em função da expressão (3).

As equações são denominadas de quase instantâneas pelo

fato de cada região ser equacionada dentro de um período de comutação. Como o conversor opera com razão cíclica variável no primário, a potência instantânea total transferida é a composição das diferentes potências quase instantâneas processadas em cada região ao qual o conversor opera em um período da rede elétrica.

C. Resultados das Demais Regiões de Operação

Realizando-se o procedimento matemático semelhante ao exposto para a Região 1 (R1), obtém-se as equações de potência para as demais regiões de operação, como apresentadas na Tabela V.

Com as condições de operação, equações de potência das 12 regiões e considerando-se a variação da razão cíclica e do ângulo de defasagem, é possível analisar o funcionamento do conversor por meio de curvas. A Figura 7 apresenta as curvas de transferência de potência ativa do conversor, em p.u., em função da razão cíclica e do ângulo de defasagem em graus. Observa-se que a máxima potência transferida para a bateria, no modo retificador, ocorre quando a razão cíclica, imposta nos interruptores do lado primário, é igual a 0,5 e o ângulo de defasagem é igual a 90° ($\delta_{norm} = 0,25$). Quando há inversão do fluxo de potência ocorre o modo inversor, em que a máxima transferência de potência acontece no ângulo de defasagem igual a -90° ($\delta_{norm} = -0,25$).

TABELA V

Equações de Potência Ativa das Regiões de Operação	
Regiões de Operação	Potência ativa quase instantânea
R1	$2d\delta$
R2 e R5	$(-16\delta^2 + 8\delta - 4d^2 + 4d - 1)/8$
R3	$d(1 - 2\delta)$
R4	$\delta(2 - 2d)$
R6	$(d - 1)(2\delta + 1)$
R7	$-2 \delta d$
R8 e R11	$(16 \delta^2 - 8 \delta + 4d^2 - 4d - 1)/8$
R9	$2d \delta - d$
R10	$2 \delta d - 2 \delta $
R12	$(1 - d)(2 \delta - 1)$

Além disso, observa-se que variando-se o ângulo de defasagem é possível manter a potência transferida pelo conversor constante, inserindo basicamente um controlador da tensão de saída que possibilite esta variação. Com esta curva de potência é possível a análise dos melhores pontos para a operação do conversor, auxiliando no projeto do protótipo de potência.

D. Análise da Transferência de Potência em Baixa Frequência

Anteriormente, a análise foi realizada considerando-se a operação do conversor em alta frequência para a obtenção das expressões de potência. Durante a operação em baixa frequência (60 Hz) tem-se uma potência transferida do primário ao secundário do transformador. Portanto, para se obter esta potência, analisa-se um ciclo da variação da razão cíclica, conforme a Figura 8. Observando-se o gráfico da

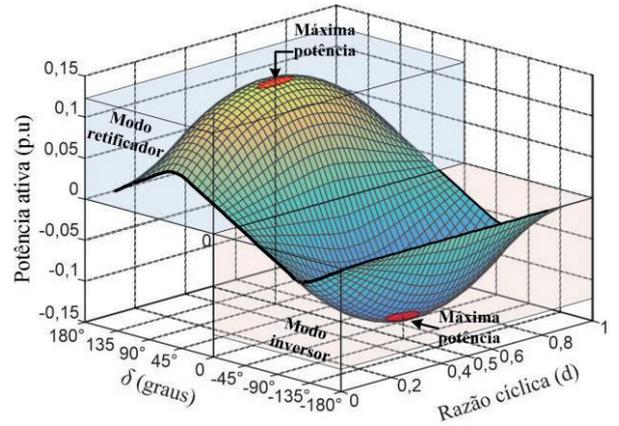


Fig. 7. Curvas de potência em função da razão cíclica e do ângulo de defasagem.

Figura 6, por exemplo, ângulos δ menores que $\pi/2$ e considerando-se a variação senoidal da razão cíclica (d) no primário, o conversor opera nas regiões R1, R2, R4 e R5. Portanto, para determinar a potência transferida para a saída, é necessário definir os limites de integração. Um desses limites é o tempo $t_{R2,1}$, no qual ocorre a mudança entre as regiões R1 e R2. Constata-se que a razão cíclica se repete em metade do período da rede elétrica. Além do mais, ocorre também uma simetria em um quarto do ciclo da rede, equivalente ao intervalo de 0 a $\pi/2$.

Analisando-se matematicamente os gráficos da Figura 8 e utilizando-se as equações de potência quase instantâneas obtidas anteriormente, é possível obter os tempos e condições de mudança entre as regiões [19]. Para isso, basta igualar as equações das regiões e isolar a variável do tempo, obtendo-se os tempos e condições apresentados na Tabela VI. Então, a potência transferida a saída durante um período da rede elétrica pode ser obtida aplicando-se a seguinte integral:

$$P_o = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{t_R} P_{Rx}(t) dt + \int_{t_R}^{\pi/2} P_{Rx}(t) dt \right]. \quad (18)$$

Sendo que x representa o número da região envolvida na operação do conversor. Vale ressaltar que análise semelhante poder ser realizada para cálculos da tensão e corrente eficaz.

TABELA VI
Tempos e Condições de Mudança entre Regiões de Operação para $\delta > 0$

Transição de Regiões	Condições	Tempos (t_R)
R1 para R2	$\delta \leq \pi/2$	$t_{R2,1} = asen(4\delta/M_d)$
R5 para R4	$0 \leq \delta < M_d/4$	$t_{R5,4} = asen(4\delta/M_d)$
R2 para R3	$\delta > \pi/2$	$t_{R2,3} = asen[(4\delta - 2)/M_d]$
R5 para R6	$(2 - M_d)/4 \leq \delta < \pi$	$t_{R5,6} = asen[(4\delta - 2)/M_d]$
R2 ou R5	$M_d/4 \leq \delta < (2 - M_d)/4$	$t_{R2} = \pi/2$

Com esses valores, calcula-se a potência total transferida para a saída, assim como também a potência aparente, corrente eficaz e fator de potência. Na Figura 9 pode ser visto as curvas de potência ativa (P_o) e potência

aparente (S), em função do ângulo de defasagem e para valores de índice de modulação diferentes (M_d).

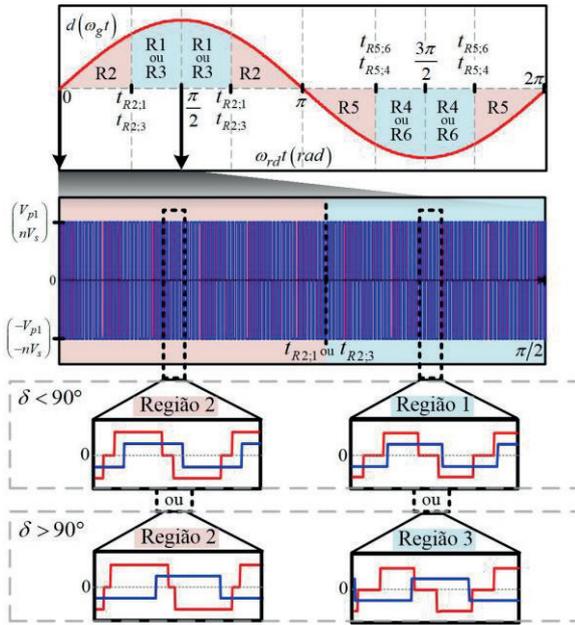


Fig. 8. Gráficos para análise da transferência de potência em baixa frequência.

Observa-se que quanto menor o índice de modulação menor é a potência aparente e quanto maior o ângulo de defasagem, maior é a potência aparente. Além disso, observa-se que a faixa de ângulo que possui melhor transferência de potência está entre 0° e 45° . É importante notar que é inerente a modulação proposta uma maior circulação de reativos, devido a diferença de estratégia adotada entre o primário e secundário. Portanto, deve-se atentar para além da escolha de um δ , um valor de índice de modulação apropriado, verificando-se o melhor ponto de operação para a transferência de potência com baixo reativo, levando-se em consideração a aplicação do conversor.

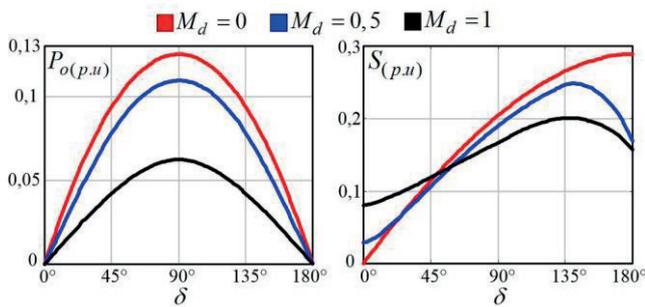


Fig. 9. Potência ativa (P_o) e potência aparente (S) em função do índice de modulação e ângulo de deslocamento δ .

Substituindo-se os tempos de transição entre as regiões da Tabela V na integral (21), determinam-se as equações de potência transferida à saída, em p.u., em função do índice de modulação e do ângulo de defasagem δ . Com estas equações e considerando-se a indutância de base dada em (7), obtêm-se as expressões para o cálculo da indutância de transferência de potência L_{d1} , dadas na Tabela VII.

TABELA VII
Equações para Cálculo da Indutância L_{d1}

Casos de operação	Indutância de Transferência de Potência L_{d1}
R1 para R2 e R5 para R4	$L_{d1} = \left(\delta - \frac{M_d^2}{8\pi} t_R - \frac{4\delta^2}{\pi} t_R - \frac{3M_d\delta}{2\pi} \sqrt{1 - \frac{16\delta^2}{M_d^2}} \right) L_{base}$
	$L_{d1} = (A + B) L_{base}$
R2 para R3 e R5 para R6	$A = \frac{1}{8} (M_d^2 + 32\delta^2 - 32\delta + 8) t_R$ $B = \frac{3}{2} \left(\delta - \frac{1}{2} \right) \left(M_d \sqrt{\frac{M_d^2 - 16\delta^2 + 16\delta - 4}{M_d^2}} - \frac{2}{3} \pi \right)$
R2 ou R5	$L_{d1} = \left(\delta - 2\delta^2 - \frac{1}{16} M_d^2 \pi \right) L_{base}$

V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O controle do conversor é composto por malhas de controle das correntes de entrada nos indutores L_{in1} e L_{in2} , tensão no barramento CC primário (V_{dc1}) e controle da tensão de saída (V_{out}). A fim de obter fator de potência próximo a unidade, a corrente de entrada deve ser senoidal e sincronizada com a tensão da rede elétrica. Portanto, uma malha de sincronismo de fase (PLL) é implementado com o objetivo de rastrear o ângulo de fase da tensão da rede elétrica. A estratégia empregada para o controle das variáveis do conversor é apresentada na Figura 10.

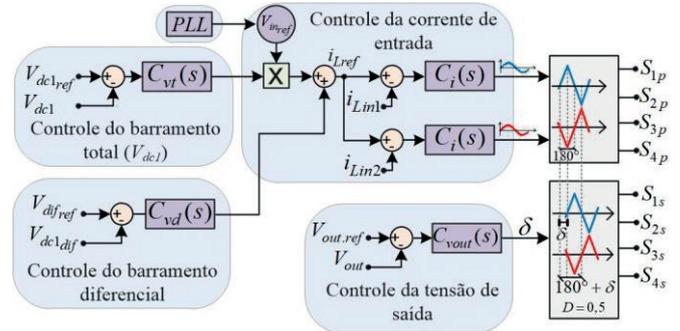


Fig. 10. Estratégia de controle do conversor.

No lado primário, as malhas de controle de corrente são responsáveis pela correção do fator de potência e correção da distorção harmônica por meio do controlador $C_i(s)$ aplicados para cada indutor de entrada. Portanto, o sensoriamento das correntes nos indutores L_{in1} e L_{in2} é necessário, sendo posteriormente controladas a partir da comparação com referências pré-estabelecida. A função de transferência utilizada para o projeto dos controladores de corrente em cada indutor relaciona a corrente que circula por meio deste elemento pela razão cíclica [17], [18], [26]. A expressão da função de transferência supracitada é dada por:

$$G_i(s) = \frac{i_{Lin}(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc1}}{sL_{in}} \quad (19)$$

Considerando-se ganhos unitários dos sensores de corrente, aplica-se a função de transferência de laço aberto não compensada para a determinação do compensador. Estas referências para o controle das correntes são provenientes das ações de controle da tensão total do barramento primário e da

tensão diferencial nos capacitores C_{b1} e C_{b2} , juntamente com o sinal de referência para sincronismo (PLL) gerado a partir da leitura da tensão de entrada (V_g). As funções de transferência utilizadas no projeto de controle da tensão total e diferencial do barramento primário são dadas respectivamente por [17,18, 26]:

$$G_{vt}(s) = \frac{M_d}{2} \frac{R_d}{(sR_d C_b + 1)} \quad (20)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{1}{2sC_b} \rightarrow C_b = C_{b1} + C_{b2}. \quad (21)$$

No lado secundário, os interruptores são comandados com razão cíclica fixa de 50% e seus pulsos de comando são deslocados por um ângulo δ , pela técnica de deslocamento de fase. Este ângulo de defasagem é resultante da ação de controle da tensão de saída, que consequentemente defasa os pulsos de comando dos interruptores do lado secundário em relação aos do lado primário e as tensões aplicadas nos enrolamentos do transformador.

A função de transferência da tensão de saída utilizada para o projeto do controlador é obtida com base na teoria do *gyrator*, geralmente empregada em conversor do tipo DAB e proposta inicialmente por [27].

$$G_{Vout}(s) = \left[\frac{1}{\omega_s L_{d1}} \delta_{rad} \left(1 - \frac{|\delta_{rad}|}{\pi} \right) \right] \frac{R_{out}}{R_{out} C_{out} s + 1}. \quad (22)$$

Com o sensoriamento da tensão de saída e a utilização de um controlador, ocorre o controle do fluxo de potência entre os lados primário e secundário.

VI. PROJETO DO CONVERSOR

Os parâmetros de projeto do conversor são apresentados nas Tabelas VIII e os procedimentos de cálculo dos componentes podem ser obtidos em [17] e [18]. Para a estratégia de modulação proposta, foi necessário analisar os pontos de operação do conversor e redefinir algumas grandezas. Foram especificados os níveis de tensão de 600 V no barramento primário e 300 V como tensão de saída, a fim de atender baterias com estas especificações. Com os valores de tensão V_{dc1} e tensão de entrada, obtém-se um índice de modulação (M_d) de 0,6. Analisando-se as curvas de potência da Figura 9, optou-se em operar com um ângulo δ nominal de 45°. Com este ângulo o conversor opera nas regiões $R1$ e $R2$, quando $d < 0,5$ e regiões $R4$ e $R5$ para $d > 0,5$ conforme Figura 6. Portanto, a operação do conversor se insere na primeira condição da Tabela VI e utiliza-se a primeira equação da Tabela VII, na obtenção da indutância L_{d1} .

TABELA VIII
Parâmetros do Conversor

Especificações de Projeto	Valores
Potência de saída (P_{out})	500 W
Tensão de entrada (V_g)	127 V (eficaz)
Tensão no barramento primário ($V_{p1} = V_{dc1}$)	600 V
Índice de modulação (M_d)	0,6
Tensão no barramento secundário (V_s)	300 V
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Frequência da rede elétrica (f_r)	60 Hz
Ângulo de defasagem nominal (δ - graus)	45°

A Tabela IX apresenta os componentes escolhidos e projetados e suas características técnicas que foram utilizados no protótipo do conversor. Os drivers para acionamento dos interruptores possuem proteções de curto-circuito de braço. Outras proteções são implementadas via firmware como sobretensão e sobrecorrente.

TABELA IX
Especificações dos Principais Componentes do Protótipo

Componentes	Modelo/Fabricante	Especificação
$S_{1p}, S_{2p}, S_{3p}, S_{4p}$ - IGBTs	IKW40H120N3 (Infineon)	1200 V/ 40 A
$S_{1s}, S_{2s}, S_{3s}, S_{4s}$ - MOSFET SiC	SCT3120 (Rohm)	650 V/ 21 A
Driver (Supplier)	DRO100D25A	-
Fonte aux. Driver (Supplier)	DS320-08A	-
Capacitores do barramento primário (C_{b1} e C_{b2})	B43503-S5477-M91 (Epcos)	450 V/470 μ F
Capacitores do barramento secundário (C_{out})	B43303-A0687-M90 (Epcos)	400 V/680 μ F
Indutores de entrada L_{in1} e L_{in2}	MMTS60T5715 (Magmattec)	1,6 mH
Transformador	Núcleo EE 65/32/27 (TDK)	n = 2
Indutor de transferência de potência (L_{d1})	Núcleo EE 42/21/15 (TDK)	430 μ H
Dissipador	KM2 - 250 mm (TCT)	Alumínio

Foi implementado o controle digital com o uso do DSP TMS320F28335 da fabricante *Texas instrument's*. Outras operações como por exemplo: *grid-connected* e de ilhamento, modo de operação inicial (V2G ou G2V), podem ser implementadas no *firmware*.

Com base nos parâmetros do conversor, realizou-se o projeto dos controladores digitais, a fim de garantir estabilidade do sistema e uma boa resposta dinâmica a distúrbios. Para isso, buscou-se atender os seguintes requisitos [28], [29]: Margens de fase entre 30° e 90°; Inclinação de -20 dB/dec na passagem por zero da curva de ganho para o sistema em laço aberto; Frequência de cruzamento da malha de corrente deve ser pelo menos quatro vezes menor que a frequência de comutação; Em baixas frequências o ganho deve ser elevado e em altas frequências o ganho deve ser atenuado para minimizar ruídos.

A seguir serão apresentados os principais parâmetros dos controladores e suas expressões já discretizadas pelo método de *Tustin*. A malha de corrente tem como objetivo sintetizar correntes senoidais na frequência da rede elétrica. Por isso, é necessário que a resposta em frequência da malha de corrente apresente elevado ganho para baixas frequências, de modo a reduzir o erro em regime permanente. Portanto, optou-se pelo uso de um controlador do tipo proporcional-integral (PI). A determinação dos parâmetros do controlador foi realizada alocando-se a margem de fase em $MF_i = 45^\circ$ e uma frequência de cruzamento de aproximadamente de 2,5 kHz, obtendo-se a expressão do compensador dada por:

$$C_i(z) = 0,04229 \frac{(z + 0,93)}{z - 1}. \quad (23)$$

Os controladores da tensão total e diferencial do barramento primário (V_{dc1}) foram projetados a fim de não interferir no funcionamento da malha de corrente. Portanto, a banda passante da malha de tensão é geralmente limitada em torno de uma década abaixo da menor frequência de

ondulação da tensão submetido nos capacitores C_{b1} e C_{b2} . Para atender os requisitos dinâmicos da malha de tensão, também foram projetados controladores do tipo PI. O controlador de tensão total foi projetado para ter margem de fase de $MF_{vt} = 60^\circ$ e frequência de cruzamento de 8Hz. Para o controle da tensão diferencial do barramento projetou-se um controlador alocando-se a margem de fase em $MF_{vd} = 60^\circ$ e frequência de cruzamento de 4Hz. As expressões dos compensadores de tensão total e diferencial de V_{dc1} , são dados respectivamente por:

$$C_{vt}(z) = 0,0688 \frac{(z + 0,9943)}{z - 1} \quad (24)$$

$$C_{vd}(z) = 0,0102 \frac{(z + 0,9971)}{z - 1} \quad (25)$$

A tensão de saída é controlada por um compensador com margem de fase de $MF_{vout} = 49,5^\circ$ e frequência de cruzamento de 3kHz, dado por:

$$C_{vout}(z) = 1,887 \frac{(z + 0,9957)}{z - 1} \quad (26)$$

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após o dimensionamento do conversor, um protótipo foi construído para a obtenção de resultados experimentais. Para isso, utilizaram-se circuitos de acionamento para os interruptores, os quais possuem proteções de curto-circuito de braço, sobretensão e sobrecorrente, além de outras proteções implementadas via *firmware*. Foi implementado o controle digital com o uso do DSP TMS320F28335 da fabricante *Texas instrument's*. Outras operações como por exemplo: *grid-connected* e de ilhamento podem ser implementadas no *firmware* futuramente, mas não foram implementadas nessa etapa do desenvolvimento. O modo de operação inicial do conversor, modo retificador (G2V) ou

inversor (V2G), pode ser selecionado no *setup* do conversor.

A. Modo Retificador (G2V)

Na operação do conversor como retificador, os principais resultados são apresentados na Figura 11. Neste caso, o fluxo de potência provém da rede elétrica em direção a saída, ou seja, no modo de carregamento da bateria (G2V).

Na Figura 11.a, são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada (V_g e i_g), tensão no barramento CC primário (V_{dc1}) e tensão de saída (V_{out}). Observa-se que a tensão e corrente apresentam-se em fase e obteve-se um fator de potência (FP) de 0,995 e uma taxa de distorção harmônica da corrente (TDH) de 4,88%, aproximadamente. A correção do fator de potência foi obtida pela ação dos controladores empregados no conversor. A tensão no barramento primário e a tensão de saída atingiram os patamares de 599,8 V e 302 V, respectivamente.

O equilíbrio de tensão nos capacitores C_{b1} e C_{b2} do barramento primário é verificado na Figura 11.b, sendo a forma de onda vermelha, o resultado do somatório de ambas as tensões nestes capacitores. As tensões equilibradas e balanceadas nestes capacitores foram possíveis devido a ação do controlador de tensão diferencial $C_{vd}(s)$ empregado.

Na Figura 11.c são apresentadas as formas de onda de corrente dos indutores L_{in1} e L_{in2} , os quais compõem a estrutura com a técnica de intercalamento da entrada. Com esta técnica se observa a redução da ondulação na corrente de entrada (i_g) do conversor, resultado da defasagem de 180° entre as portadoras triangulares na modulação dos interruptores do lado primário.

As formas de onda de tensão no lado primário (V_{p1}) e secundário (V_s) do transformador e a corrente no indutor de transferência de potência (i_{Ld1}) são apresentadas nas Figuras 11.e e 11.f. Constata-se que com a modulação PWM senoidal dos interruptores do lado primário do conversor a tensão imposta no enrolamento primário possui formato retangular de três níveis, em conformidade com a variação da razão

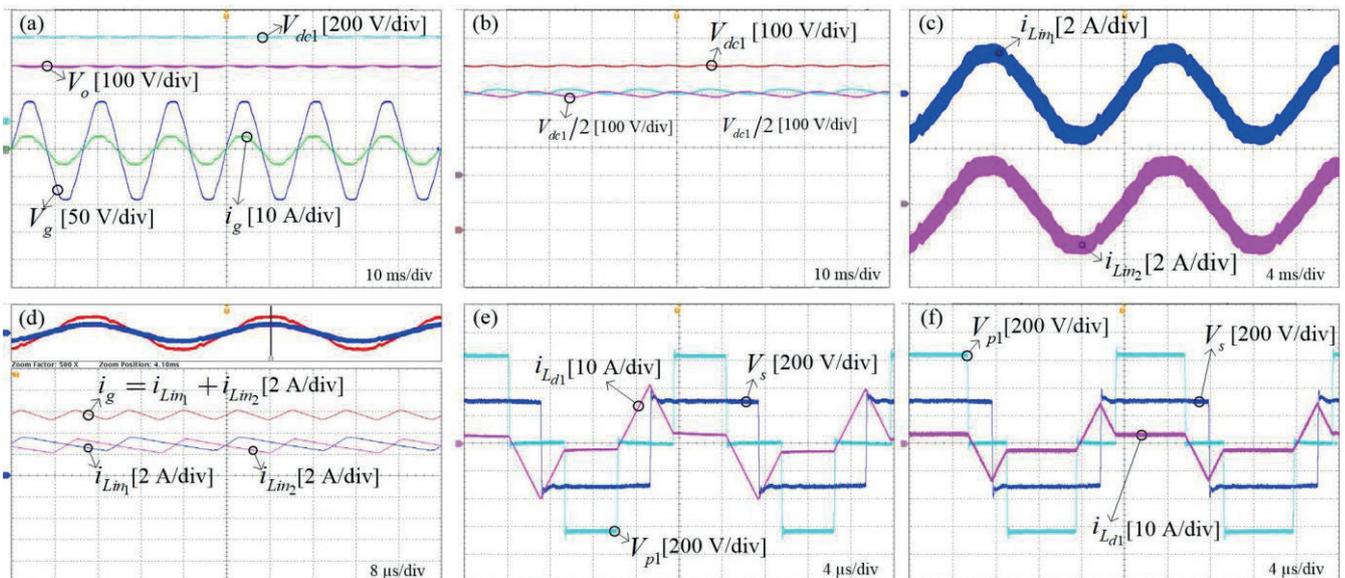


Fig. 11. Principais resultados da operação no modo retificador: (a) Tensão de entrada, corrente de entrada, tensão do barramento primário (V_{dc1}) e tensão de saída (V_{out}); (b) Tensões nos capacitores C_{b1} e C_{b2} e tensão total do barramento primário; (c) Correntes em L_{in1} e L_{in2} ; (d) Técnica de intercalamento na corrente de entrada; (e), (f) Tensão nos enrolamentos primário e secundário e corrente em L_{d1} .

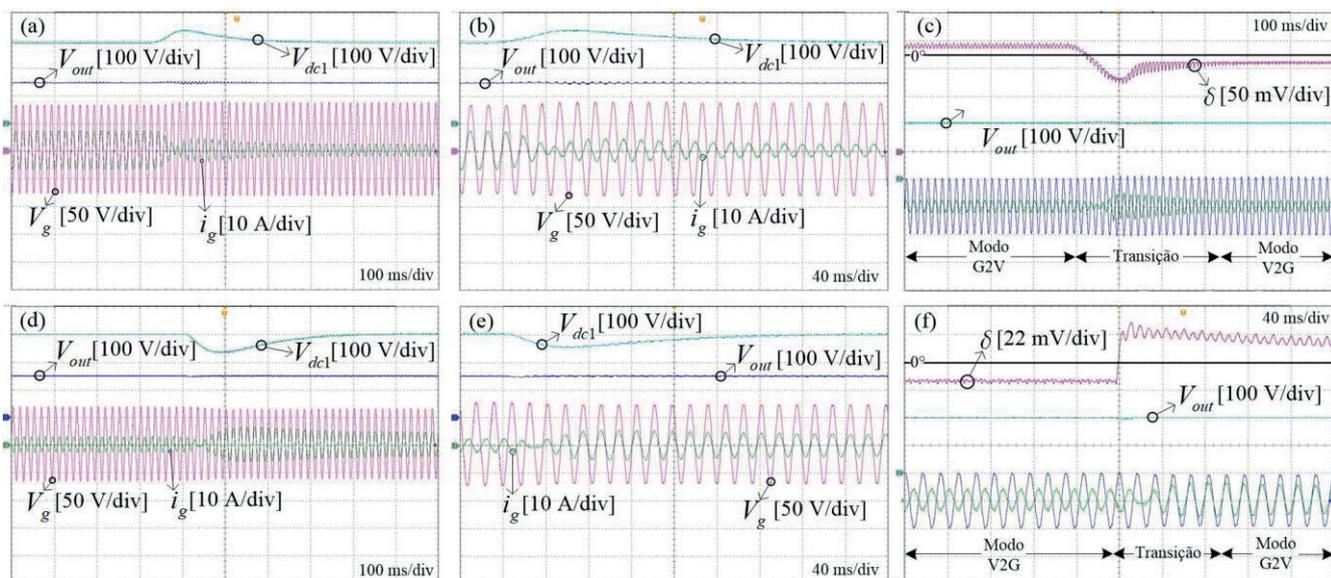


Fig. 12. Principais resultados experimentais do conversor operando como inversor: (a) e (b) G2V para V2G; (c) Variação do ângulo *phase-shift* (G2V para V2G); (d) e (e) V2G para G2V; (f) Variação do ângulo *phase-shift* (V2G para G2V).

cíclica. Já no enrolamento secundário, tem-se uma forma de onda retangular de dois níveis, devido a razão cíclica de 0,5.

B. Modo Inversor (V2G)

Os resultados dos ensaios do controle do fluxo bidirecional de potência do conversor são apresentados na Figura 12. Inicialmente o conversor opera como retificador, drenando 200 W da rede e em determinado instante o conversor começa a injetar na rede elétrica os mesmos 200 W. Observa-se na Figura 12.a que durante esta operação de inversão um sobressinal de aproximadamente 47 V no barramento primário, com resposta do controlador de 400ms. O controlador de tensão de saída apresentou uma resposta mais rápida, em torno de 100 ms, com sobressinal de aproximadamente 10 V.

Nas Figuras 12.d, 12.e, 12.f, apresentam-se os resultados quando o conversor inicia injetando 200 W na rede elétrica e após um instante drena a mesma potência da rede. Observa-se que durante esta operação, houve um afundamento na tensão, equivalente a aproximadamente 62 V, com tempo de resposta do controlador de 500 ms. Nas Figuras 12.c e 12.f são apresentadas a variação do ângulo de defasagem durante a transição de modos de operação. Constata-se que durante a operação no modo retificador, o ângulo δ apresenta valores positivos e no momento da inversão do fluxo, ele passa a apresentar valores negativos no modo inversor. Desta forma, comprova-se a relação de bidirecionalidade com a técnica de deslocamento de fase e a transferência de potência.

As perdas nos principais componentes do conversor e são apresentados na Figura 13. De acordo com a distribuição de perdas, mais de 80% das perdas totais são provenientes dos semicondutores (condução e comutação), sendo que as maiores perdas são de comutação dos interruptores do primário. Os elementos magnéticos representam um quinto das perdas e ocorrem principalmente nos enrolamentos do transformador.

Na Figura 14 apresenta-se a curva de rendimento obtido em testes experimentais. O rendimento máximo de 81,3% foi

alcançado na potência de saída de 500 W. Um ponto negativo da modulação empregada é o aumento da energia reativa circulante, conforme demonstrado na Figura 9, levando ao aumento de perdas, e conseqüentemente a um baixo rendimento. A circulação de potência reativa está fortemente relacionada com o índice de modulação, a qual é a relação entre a tensão do barramento primário (V_{dc1}) e a tensão de entrada, e relacionada com a excursão do ângulo de defasagem δ .

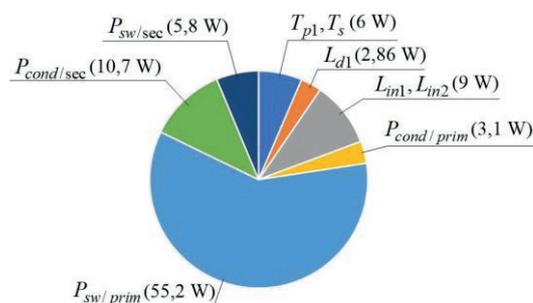


Fig. 13. Perdas nos principais componentes do conversor.

Analisando as curvas da Figura 9, constata-se que à medida que o índice de modulação aumenta, a circulação de energia reativa tende a aumentar e a potência ativa a diminuir para ângulos compreendidos entre 0° e 90° .

A fim de possibilitar o aumento do rendimento, há soluções que podem ser exploradas em futuros trabalhos. Uma possibilidade é o aumento da tensão do barramento primário, a fim de diminuir o índice de modulação e encontrar um ângulo δ que possibilitem diminuir a energia reativa. Outra possibilidade é a utilização de tecnologias de semicondutores que proporcionem menores perdas ou investigar uma modulação que permita a operação com comutação suave.

VIII. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou o estudo e análise de uma nova estratégia de modulação para um conversor CA-CC bidirecional, com isolamento galvânica e correção do fator de

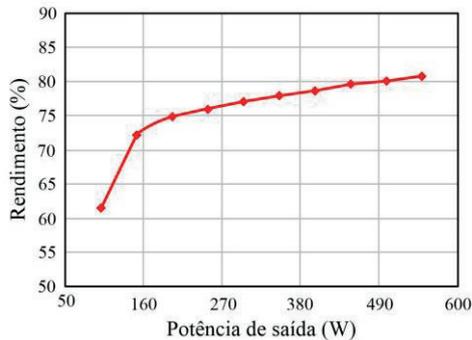


Fig. 14. Rendimento do conversor com a modulação proposta.

potência. Análises qualitativa e quantitativa foram realizadas e os resultados experimentais foram obtidos a partir de um protótipo em escala reduzida. Os princípios de operação com a proposta de modulação foram validados, obtendo-se correção do fator de potência, baixa distorção harmônica da corrente de entrada e fluxo bidirecional de potência. A modulação proposta, a qual consiste na modulação PWM senoidal aplicada nos interruptores do primário, permitiu a correção do fator de potência e a baixa distorção harmônica na entrada. No lado secundário, a modulação PWM com razão cíclica fixa em 50% e independente do lado primário, simplificou a implementação e controle digital. Com a variação do ângulo de defasagem, obteve-se o controle do fluxo de potência entre o primário e secundário do transformador e o controle da tensão de saída nos níveis de referência desejados, a partir de uma estrutura de estágio único. Além disso, a técnica de intercalamento no primário contribuiu para a redução da ondulação de corrente na entrada e dos esforços de corrente nos semicondutores e elementos magnéticos.

Estas características evidenciadas a partir deste estudo proporcionaram facilidade e simplicidade de implementação digital da estratégia de modulação no protótipo. A proposição desta modulação na estrutura monofásica foi motivada pela futura proposição de uma topologia trifásica. Constata-se que o número de semicondutores do conversor trifásico com a modulação proposta neste artigo pode ser reduzido, em comparação com uma topologia trifásica que aplique a modulação apresentada em [17]. Portanto, as análises matemáticas e resultados obtidos nesse trabalho serão estendidos e complementados na futura versão trifásica. Outra melhoria que pode ser abordada em trabalhos futuros é a proposição de modificações na modulação que permitam a redução da circulação de reativos ou operação com comutação suave, visando a melhoria do rendimento do conversor.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao INCT-GD e aos órgãos financiadores CNPq (465640/2014-1), CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS 17/2551-0000517-1) e a Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) pelos laboratórios e ambientes de pesquisa.

REFERÊNCIAS

- [1] J. A. P. Lopes, F. J. Soares and P. M. R. Almeida, "Integration of Electric Vehicles in the Electric Power System," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 168-183, Jan. 2011.
- [2] W. Su, H. Eichi, W. Zeng and M. -Y. Chow, "A Survey on the Electrification of Transportation in a Smart Grid Environment," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 1, pp. 1-10, Feb. 2012.
- [3] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5673-5689, Dec. 2013.
- [4] J. G. Pinto *et al.*, "Bidirectional battery charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home technologies," *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 5934-5939.
- [5] G. E. Sfakianakis, J. Everts and E. A. Lomonova, "Overview of the requirements and implementations of bidirectional isolated AC-DC converters for automotive battery charging applications," *Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pp. 1-12, 2015.
- [6] Monteiro, Vitor, et al, "Experimental Validation of a Novel Architecture Based on a Dual-Stage Converter for Off-Board Fast Battery Chargers of Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 1000-1011, Feb. 2018.
- [7] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2299-2306, Nov. 2007.
- [8] S. S. Williamson, A. K. Rathore and F. Musavi, "Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenges," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3021-3032, May 2015.
- [9] *SAE Electric Vehicle and Plug-in Hybrid Electric Conductive Charger Coupler*, SAE Standard J1772, Jan. 2010.
- [10] S. N. Vaishnav and H. Krishnaswami, "Single-stage isolated bi-directional converter topology using high frequency AC link for charging and V2G applications of PHEV," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-4, 2011.
- [11] F. Jauch and J. Biela, "Single-phase single-stage bidirectional isolated ZVS AC-DC converter with PFC," *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pp. LS5d.1-1-LS5d.1-8, 2012.
- [12] G. Castelino, K. Basu, N. Weise, and N. Mohan, "A bi-directional, isolated, single-stage, dab-based ac-dc converter with open-loop power factor correction and other advanced features," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol. (ICIT'12)*, pp. 938-943, 2012.
- [13] B. Koushki, A. Safaee, P. Jain and A. Bakhshai, "A bi-directional single-stage isolated AC-DC converter for EV charging and V2G," *IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, pp. 36-44, 2015.

- [14] Prasanna, Udipi R.; Singh, Anant Kumar; Rajashekara, Kaushik. Novel bidirectional single-phase single-stage isolated AC–DC converter with PFC for charging of electric vehicles. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 3, n. 3, p. 536-544, Sept. 2017.
- [15] Honório, Dalton de A., et al., "A solid state transformer based on a single-stage AC-DC modular cascaded multilevel converter," *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1-9. 2016.
- [16] Everts, Jordi, et al., "Switching control strategy for full ZVS soft-switching operation of a Dual Active Bridge AC/DC converter," *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1048-1055, 2012.
- [17] L. A. Ramos, R. Felipe Van Kan, M. Mezaroba, A. L. Batschauer and C. Rech, "A Bidirectional Single-Stage Isolated AC-DC Converter for Electric Vehicle Chargers," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1083-1087, 2019.
- [18] L. A. Ramos. *Conversor CA-CC Bidirecional e Isolado para Recarregadores de Baterias de Veículos Elétricos*, Dissertação de Mestrado, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2019.
- [19] Araújo, J. W. M. de. *Conversor CA-CC multinível de único estágio para aplicação em transformadores de estado sólido*. 2018. 188 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2018.
- [20] J. Lu, Q. Tian, K. Bai, A. Brown and M. McAmmond, "An indirect matrix converter based 97%-efficiency on-board level 2 battery charger using E-mode GaN HEMTs," *IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, pp. 351-358, 2015.
- [21] Y. Liu et al., "V2G bi-directional battery charger with flexible AC/DC converter," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1439-1445, 2017.
- [22] H. Hussin, A. Saponon, M. Muhamad and M. D. Risin, "Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) Design and Implementation by Focusing on Reducing Harmonic Content," *Fourth Asia International Conference on Mathematical/Analytical Modelling and Computer Simulation*, 2010.
- [23] X. She, A. Q. Huang and R. Burgos, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 186-198, Sept. 2013.
- [24] Huiqing Wen and Runze Yang, "Power management of Solid State Transformer in microgrids," *IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, pp. 1399-1404, 2016.
- [25] L. Guan, F. Xiao, C. Tu and Z. Lan, "Modal Analysis Method of DAB Based on Phase Shift Control," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5954-5959, 2019.
- [26] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth and R. Shuttleworth, "Performance analysis of extended phase-shift control of DAB DC-DC converter for aerospace energy storage system," *IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2015.
- [27] Tellegen, B. D. The gyrator, a new electric network element. *Philips Res. Rept*, v. 3, n. 2, p. 81–101, 1948.
- [28] Ogata, K. *Discrete-Time Control Systems (2nd Edition)*. Pearson, 1995. ISBN 978-0130342812.
- [29] Barbi, I. *Projeto de fontes chaveadas*. Edição do autor. [S.l.]: UFSC, 2007.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rafael Felipe Van Kan, recebeu os graus de Engenheiro Eletrônico (2014) e Mestre (2017) em Engenharia Elétrica pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), campus Ponta Grossa, PR. Atualmente é doutorando do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Suas áreas de interesse incluem comutação suave, correção do fator de potência e carregadores de baterias e veículos elétricos.

Leonardo Adriano Ramos, recebeu os graus de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), Joinville, Brasil, em 2015 e 2019, respectivamente. Atualmente, é Engenheiro de desenvolvimento de produtos na Electrolux do Brasil S.A. Suas áreas de interesse incluem correção de fator de potência, sistemas interligados à rede elétrica e conversores estáticos aplicados em carregadores veiculares.

Cassiano Rech, recebeu o grau de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, RS, em 1999, 2001 e 2005, respectivamente. De 2005 a 2008, foi professor associado do Departamento de Tecnologia da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUÍ). De fevereiro de 2008 à agosto de 2009 foi professor adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Desde setembro de 2009 é professor do Departamento de Processamento de Energia Elétrica (DPEE) da Universidade Federal de Santa Maria. É *Senior Member* da IEEE e membro da SOBRAEP. Suas principais áreas de interesse são: conversores multiníveis, modelagem e controle de conversores estáticos de potência, fontes alternativas de energia e geração distribuída.

Marcello Mezaroba, recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1996, 1998 e 2001 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina. Desde 2002 é Professor Associado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina (DEE/UDESC). Em 2004 foi um dos sócios fundadores da Empresa SUPPLIER onde atua como Diretor Técnico. É membro do IEEE e da SOBRAEP onde entre 2018 e 2019 atuou como Editor Geral da Revista Eletrônica de Potência (REP) e como presidente no biênio 2020-2021. Suas áreas de interesse incluem comutação suave, processamento de energias alternativas, fontes de alimentação CC e CA, condicionadores de energia elétrica e microrredes de energia.