

ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO RÁPIDO COM ELEMENTO ARMAZENADOR DE ENERGIA E FILTRO ATIVO DE HARMÔNICOS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Gleisson Balen, Andrei Roberto Reis, Humberto Pinheiro, Luciano Schuch

Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Santa Maria - RS, Brasil
gbalen@gmail.com, roberto.reis.00@gmail.com, humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com, schuch.prof@gmail.com

Resumo – O aprimoramento da infraestrutura de carregamento dos veículos elétricos é fundamental para a sua ampla adoção. Dessa forma, este artigo propõe uma estação modular de carregamento rápido com filtro ativo de potência e elemento armazenador de energia para veículos elétricos. A estação é conectada em média tensão e composta por 10 pontos de carregamento de 60 kW cada um, em acordo com as normas vigentes para carregamento rápido. Normas as quais são inicialmente revisadas e descritas. O filtro ativo de potência é apresentado, analisado e projetado para reduzir harmônicas de corrente no ponto de conexão com a rede de distribuição primária. Além disso, é realizada a análise de estabilidade na conexão dos conversores. Os resultados experimentais no Typhoon HIL comprovam o funcionamento da estação em acordo com as exigências normativas internacionais.

Palavras-chave – Análise de Estabilidade, Buck Intercalado, Carregamento Rápido, Filtro Ativo de Potência, Retificador 12 Pulsos, Veículos Elétricos.

FAST CHARGER STATION WITH ENERGY STORAGE ELEMENT AND HARMONICS ACTIVE FILTER FOR ELECTRIC VEHICLES

Abstract – Electric vehicles are present in a growing number on the streets, due to environmental concerns as well as due to depletion of fossil fuel reserves. The expansion of electric vehicles charging infrastructure is key for their broad adoption. This paper proposes a modular fast charge station with active power filter and energy storage element for electric vehicles. The proposed charging station is composed with 10 charging points of power up to 60 kW each one in according to the international standards, which are discussed in the paper. The active power filter is analyzed, designed and presented to reduce current harmonics on electrical grid side. In addition, a stability analysis due to converters connection is performed. Moreover, experimental results on Typhoon HIL are discussed.

Keywords – 12-pulse Rectifier, Active Power Filter, Buck Interleaved, Electric Vehicles, Fast Charging, Stability Analysis.

Artigo submetido em 20/08/2018. Primeira revisão em 11/10/2018. Aceito para publicação em 15/01/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.1.0033>

I. INTRODUÇÃO

Aliado às questões ambientais, os veículos elétricos (*Electric Vehicles* - EVs) vêm ganhando espaço nas ruas e estradas [1]. Em maior número se destacam os veículos híbridos, seguido pelos híbridos conectáveis (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle* - PHEV), e por fim pelos puramente elétricos (*Plug-in Electric Vehicle* - PEV) [2] [3]. Os PEVs atuais apresentam autonomia, proporcional à tecnologia e ao tamanho das baterias, entre 150 km a 500 km para uma carga. Embora, a média diária de uso de cada motorista está em torno de 50 km [3]. Nos últimos anos, mais de 2 milhões de EVs foram vendidos no mundo todo. Países como China, Estados Unidos e Japão, são os que lideram em número de vendas, conforme a Figura 1. No Brasil, o número de EVs ainda é considerado baixo [2].

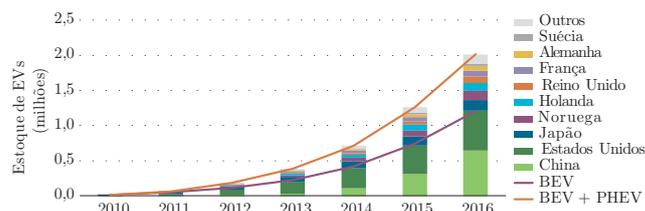


Fig. 1. Evolução mundial do estoque de carros elétricos, 2010-16 [2].

A ampla adoção dos veículos elétricos depende de fatores cruciais como incentivos governamentais, desenvolvimento de tecnologias, aprimoramento do sistema elétrico e instalação de infraestruturas de carregamento [4]. Em termos de infraestrutura, EVs com baterias de elevada capacidade e a necessidade de menor tempo de carregamento trazem desafios para a eletrônica de potência.

O carregamento dos PEVs pode ser definido em 3 níveis. No nível 1, o veículo é conectado na rede de distribuição em corrente alternada (CA) 120 V monofásica, a uma potência máxima de 1,9 kW, por entre 6 a 8 horas. No nível 2, o PEV é conectado na rede de distribuição em 240 V, a qual fornece até 19,2 kW durante 4 a 6 horas [3], [5], [6].

O carregamento das baterias do EV é realizado usualmente por conversores *on-board* não isolados [7]. Com potências entre 1 kW a 6 kW, algumas das principais topologias (*boost* e *interleaved-boost*) possuem correção de fator de potência (PFC) e elevada eficiência [5], [8], [9]. Algumas soluções integram o conversor aos enrolamentos do sistema de propulsão, para redução de volume [5], [8]. Outra opção é a adoção de topologias isoladas unidirecionais [8]. Além dos conversores apresentados, os bidirecionais podem ser usados no carregamento do EV e na transferência de energia para a

rede [10]. Topologias não isoladas com 6,24 kW e isoladas em alta frequência com 5 kW são apresentadas em [11] e [12].

O nível 3 de carregamento, foco deste trabalho, é realizado em 50 kW a 120 kW, com conversor *off-board*, o qual fornece energia em corrente contínua (CC) durante 10 a 30 min. O tempo de carregamento depende da potência máxima da estação, do nível de carga e da capacidade da bateria [5],[13],[14]. O nível 3 é também conhecido por carregamento rápido CC.

Os equipamentos comerciais para carregamento rápido normalmente são trifásicos em 220/380/400 V com isolamento galvânico em alta frequência, potência na faixa de 50 kW e rendimento superior a 90% [15]. O carregamento nível 3 possui dois estágios de conversão de energia CA-CC e CC-CC, isolados ou não. No primeiro estágio, diferentes topologias trifásicas, com ou sem PFC são utilizadas [16], [17]. Já no segundo estágio de conversão, o isolamento em alta frequência pode ser realizado por conversores como, por exemplo, *dual active bridge* (DAB), *full-bridge* e *half-bridge*, os quais atingem eficiência acima de 94% [16],[17].

As estações CC podem também apresentar isolamento galvânico em baixa frequência na entrada da estação [13],[16]. No estágio CC-CC, conectado ao veículo, conversores *buck-interleaved* são uma eficiente opção [16].

Veículos com baterias maiores e a necessidade por carregamento rápido, exigem estações preparadas para potências elevadas, chegando a mais de 240 kW [18]. Nesse quesito, retificadores multipulsos são uma opção por oferecem isolamento galvânico e vantagens em potências elevadas as quais podem ultrapassar 1 MW [13], [19]–[22]. Os retificadores 12-pulsos para estações de carregamento CC apresentam como vantagens a redução de harmônicas de corrente de baixa ordem, os quais são detalhados para 1,1 MW por [20] e para 400 kW por [21].

A conversão CC-CC pode ser realizada por conversores *interleaved*, os quais apresentam vantagens quando utilizados para potências elevadas, entre elas reduzidas ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída, reduzido tamanho dos componentes passivos e alta eficiência em comparação com outras topologias [13], [16], [18], [21]. Em [23] a topologia *boost-interleaved* é implementada em 750 kW.

Portanto, o presente trabalho propõe uma estação de carregamento rápido para veículos elétricos, a partir das exigências normativas. Entre as contribuições deste artigo, destaca-se: o estudo das normas para carregamento CC; o projeto do filtro ativo de potência inserido no secundário do transformador defasador, para redução das harmônicas de corrente do lado da rede; e a análise de estabilidade na conexão dos conversores, a fim de determinar o valor mínimo do capacitor do barramento CC, para que as ondulações de tensão no barramento não interfiram na corrente de saída para o EV.

O artigo é estruturado da seguinte maneira: na seção II são apresentadas as principais normas e conceitos para carregamento; na seção III, a proposta da estação é abordada, assim como, o retificador 12-pulsos, o filtro ativo de potência e o conversor *buck-interleaved*; na seção IV, é realizada a análise de estabilidade na conexão de conversores CA-CC e CC-CC; na seção V, os resultados obtidos por meio experimental em *hardware in the loop* (HIL) são discutidos.

II. PRINCIPAIS CONCEITOS DE CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Nessa seção são apresentadas as principais normas e requisitos para os equipamentos de carregamento de veículos elétricos (*Electric Vehicle Supply Equipment - EVSE*).

A. Modos, Níveis e Características de Carregamento

No domínio da infraestrutura de carregamento, estão compreendidas as normas dos equipamentos de carregamento, da infraestrutura de comunicação e da compatibilidade eletromagnética, presentes na Tabela I [24]–[26].

TABELA I
Normas Referentes aos EVSEs e os Relativos Territórios de Vigência.

	Internacional/ Europa	EUA/ Canadá	Brasil
Requisitos Gerais	IEC/EN 61851-1	NEC 625 SAE J1772 UL 2231-1 UL 2231-2	ABNT NBR IEC 61851-1
Requisitos EV para EVSE	IEC/EN 61851-21		ABNT NBR IEC 61851-21
Estação de Carregamento CA	IEC/EN 61851-22	UL 2594	ABNT NBR IEC 61851-22
Estação de Carregamento CC	IEC/EN 61851-23 IEEE Std. 2030	UL 2202	
Protocolo de Comunicação	IEC/EN 61851-24	SAE J2293-1 SAE J2293-2 SAE J2847-2	
Conectores, tomadas, acopladores e cabos	IEC/EN 62196-1 IEC/EN 62196-2 IEC/EN 62196-3	SAE J1772 UL 2251	ABNT NBR IEC 62196-1 ABNT NBR IEC 62196-2

Os valores de tensão, corrente e potência são definidos em duas maneiras, de acordo com a origem da norma. A americana SAE J1772 define por níveis de carregamento e a europeia IEC 61851-1 por modos de carregamento, conforme apresentadas na Tabela II e na Tabela III, respectivamente. É importante ressaltar a evolução das normas. A versão anteriormente apresentada em [27], a SAE J1772 2017 passou a permitir o carregamento CC Nível 2 em até 400 kW.

TABELA II
Níveis de Carregamento de Acordo com SAE J1772 2017 [28].

Fase	CA		CC	
	Nível 1	Nível 2	Nível 1	Nível 2
Tensão Máx. (V)	1 ϕ	1 ϕ	CC	CC
Corrente Máx. (A)	120	240	600	1000
Potência Máx. (kW)	16	80	≤80	≤400
	1,9	19,2	≤48	≤400

A norma IEC 61851-1 define as possibilidades de carregamento de EVs em 4 modos. No modo 1, o veículo é conectado à rede de distribuição sem a presença de um disjuntor diferencial residual (DR) integrado ao EVSE [29]. O modo 2 de carregamento CA é utilizado nos carregamentos domésticos em até 32 A e com DR de proteção.

O modo 2 e 3 são parecidos, em termos de recursos. Entretanto, o modo 3 é preferível devido à possibilidade da medição da energia. Os três primeiros modos de carregamento utilizam os conectores CA de tipos diferentes conforme apresentado por IEC 62196-2.

TABELA III

Resumo dos Modos de Carregamento e Dispositivos Comerciais de acordo com a IEC 61851-1 [29].

	Modo 1 (CA)	Modo 2 (CA)	Modo 3 (CA)	Modo 4 (CC)
Modelos				
Tensão Máx. (V)	250 - 1φ 480 - 3φ	250 - 1φ 480 - 3φ	250 - 1φ 480 - 3φ	até 500
Corrente Máx. (A)	13 a 16	até 32	16 a 32	até 200
Potência Máx. (kW)	1,9	até 19,2	3 a 7,4 - 1φ 19,2 - 1φ 50 - 3φ	até 100

O modo 4 refere-se ao carregamento CC com quatro diferentes tipos de conectores, conforme a Tabela IV. No modo 4, a bateria do veículo é carregada até 80% da sua capacidade. Embora os conversores de potência possam ser projetados para elevadas cargas, a corrente e a tensão máxima de saída da estação são limitadas pelo conector CC.

Os modos 2 e 3, de carregamento CA, podem levar de 4 h a 8 h para carregar uma bateria de 24 kWh. Por outro lado, o modo 4, com carregador de 100 kW, proporciona recargas de até 15 min [29]. Porém, o uso frequente do modo 4 pode reduzir a vida útil da bateria, devido ao aquecimento durante o processo de carregamento [30].

TABELA IV
Conectores CC Conforme a IEC 62196-3 2014 [31].

Configuração	AA	BB	EE	FF
Nome Usual	CHAdEMO	GB/T 20234	SAE J1772 Combo	Menneke Combo
Tensão Máxima Nominal (V)	600	750	600	1000
Máxima Corrente Nominal (A)	200	250	200	200
Protocolo de Comunicação	CAN	CAN	PLC	PLC
Desenho				

Apesar da padronização normativa, alguns fabricantes desenvolveram seus próprios conectores. O modelo Tesla SuperCharger possui apenas dois pinos para transferência de corrente CA ou CC, para até 120 kW [32].



Fig. 2. (a) conector CHAdEMO e (b) conector SuperCharger [29].

As características do conector CHAdEMO, por ser um dos mais utilizados, servirão como base para a estação de carregamento rápido deste trabalho. As especificações para

conectores CHAdEMO estão na Tabela V.

TABELA V
Especificações do Ponto de Carregamento com Conector CHAdEMO [33], [34]^a.

	Descrição
Método de Controle	Controle de corrente baseada nos comandos do veículo.
Valores de Entrada	Especificados pelas regulamentações do país. FP: 0,95 ou mais.
Valores de Saída	Tensão CC: de 50 V à 500 V Corrente CC: de 0 A à 125 A
Ondulação da Corrente de saída	Até 10 Hz: 1,5 A de pico a pico ou menos Até 5 kHz: 3 A de pico a pico ou menos Até 150 kHz: 9 A de pico a pico ou menos ^a
Eficiência da Conversão CA/CC	90% ou mais (incluindo perdas auxiliares na condição de máxima potência e corrente de saída do carregador)

A estação de carregamento trabalha como escrava do veículo. Ela envia seus valores máximos de tensão, corrente e potência para o EV por meio do protocolo de comunicação. O veículo, conhecendo os limites da estação, determina a corrente instantânea a ser fornecida. O perfil de corrente depende do gerenciador de carga de bateria do EV, o qual verifica fatores como temperatura e estado de carga da bateria [35]. Alguns exemplos de perfis são apresentados na Figura 3.

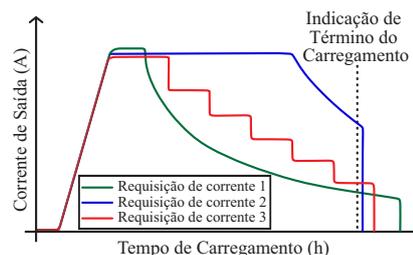


Fig. 3. Diferentes perfis de corrente requisitados pelo veículo [35].

Por questões de segurança, o ponto de carregamento possui taxas mínimas e máximas para variação da corrente de carga em operação normal (ΔI_{req1}), no desligamento normal (ΔI_{req2}) e no desligamento de emergência (ΔI_{req3}). A Figura 4 apresenta as taxas de variação da corrente com seus respectivos valores [33].

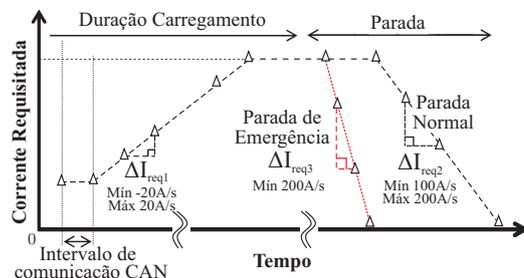


Fig. 4. Variações de corrente para solicitações do EV, em operação e desligamento normal e no desligamento de emergência [33].

III. ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO RÁPIDO PROPOSTA

Os EVSEs podem ser instalados em estacionamentos de empresas, shoppings, centros comerciais, paradas de metrô,

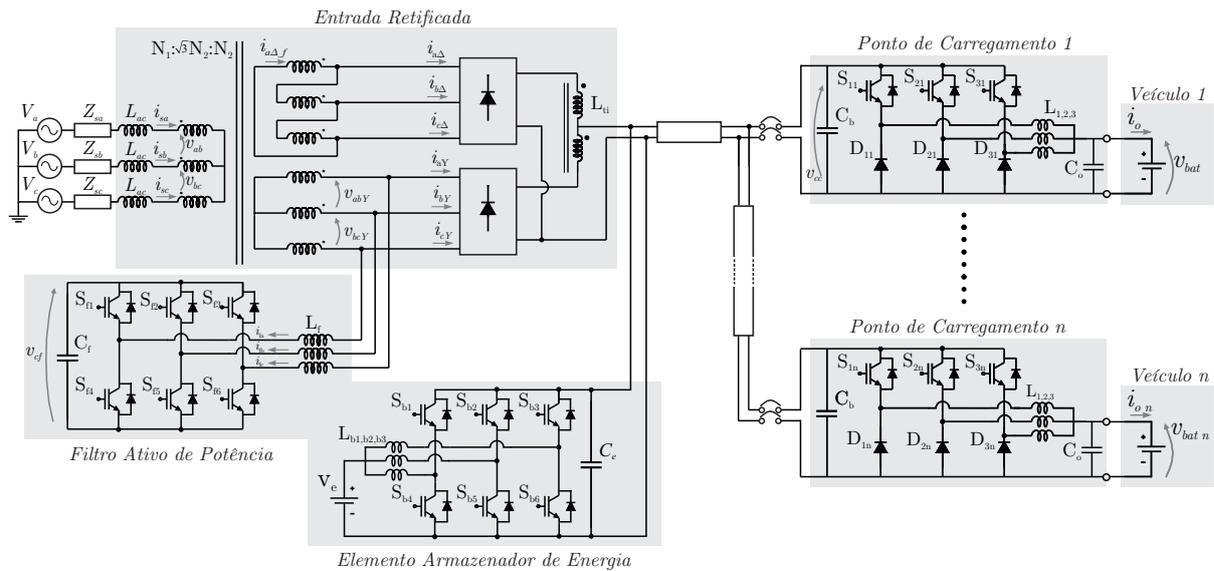


Fig. 5. Sistema de carregamento rápido proposto.

postos de recarga em rodovias e demais localidades com grande fluxo de pessoas.

Assim, propõe-se a estação de carregamento rápido apresentada na Figura 5, a qual possibilita a adição modular de novos pontos de carregamento e elementos armazenadores de energia, de acordo com a necessidade.

A estação de carregamento é dividida em 4 partes: o retificador 12-pulsos, conectado na rede de distribuição de média tensão; o filtro ativo de potência, inserido no secundário do transformador defasador; o elemento armazenador de energia e os pontos de carregamento, com conversores *buck-interleaved* conectados no barramento CC.

Cada ponto de carregamento possui 60 kW, com tensão máxima de 480 V e corrente máxima de 125 A, conforme o conector CHAdeMO comercial [36]. Embora o número de pontos de carregamento possa variar, neste trabalho são utilizados 10 pontos, considerando a similaridade aos postos de combustível.

A ampla inserção de EVs na rede de distribuição de baixa tensão (BT) pode gerar problemas: de estabilidade do sistema, de variação de frequência, de desequilíbrio e de queda de tensão [37], [38]. Por isso, é recomendada a conexão de estações diretamente ao sistema de distribuição de média tensão (MT) por meio de transformador dedicado [38], [39]. A conexão da estação proposta em MT reduz o número de conversões de energia, ao dispensar a necessidade do transformador de distribuição, manter o isolamento galvânico e eliminar os transformadores de alta frequência. Portanto, o custo global, desde a MT até os pontos de recarga, tende a diminuir e a eficiência total tende a aumentar [40], [41].

Os elementos armazenadores podem drenar energia da rede quando o custo do kWh é reduzido, para posteriormente descarregar no barramento CC, quando o custo da energia for elevado. Elementos compostos por baterias para essa finalidade são analisados em [42]. Assim, as preocupações com a rede ao utilizar o elemento armazenador de energia e o filtro ativo para reduzir os níveis harmônicos de corrente da entrada, tornam atrativa a estação para investidores [18].

A. Retificador 12 Pulsos Não Controlado

Circuitos retificadores podem inserir harmônicas de corrente na rede de distribuição, ocasionando problemas estabilidade, perdas e baixa qualidade de energia [43].

Assim, a escolha do retificador trifásico para potências elevadas (600kW) e com reduzida taxa de distorção harmônica (THD) torna-se fundamental [44]. Entre as topologias de retificadores, o retificador 12-pulsos com isolamento galvânico apresenta vantagens como: a eliminação das componentes harmônicas de baixa ordem, eficiência elevada [22], [45], reduzida THD, elevado fator de potência (FP), robustez e confiabilidade [46], [47]. Entretanto, a complexidade na fabricação do transformador, o número de diodos, o volume e o peso do retificador são algumas das suas desvantagens [47]. O retificador 12 pulsos é projetado a partir dos conceitos presentes em [46] e [48], e suas características são descritas na Tabela VI.

TABELA VI
Resumo dos Valores do Retificador 12 Pulsos.

Descrição	Valores
Potência de Saída	600 kW
Tensão Eficaz de Linha de Entrada	13,8 kV
Relação de Transformação (N_p/N_s)	30
Tensão Média na Saída	618 V
Corrente Máxima Total na Saída	1250 A
Tensão de Pico nos Enrolamentos Transf. Interfase	43,318 V
Indutância Enrolamento Transformador Interfase	613 μ H

Em relação aos níveis harmônicos, a Figura 6 .a apresenta a 11ª harmônica de tensão acima dos valores definidos pela IEEE 519-2014 e dentro dos limites definidos pelo PRODIST - Módulo 8 [49] [50]. O sistema possui elevado FP igual a 0,983, o qual obedece as normas nacionais.

A Figura 6 .b apresenta a comparação das harmônicas de corrente com os limites da norma IEEE 519-2014, para o pior caso, ou seja, $I_{CC}/I_L < 20$. As primeiras harmônicas

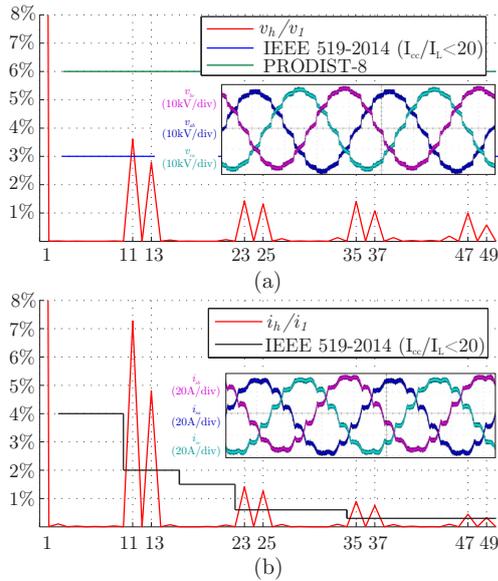


Fig. 6. (a) harmônicas de tensão e (b) harmônicas de correntes, ambas de linha na entrada do transformador para uma carga de 600 kW.

de corrente presentes na entrada do sistema são a 11^a e a 13^a com 7,3% e 4,8%, respectivamente, em relação à frequência fundamental. Devido às harmônicas estarem acima do permitido na norma, há a necessidade do emprego de filtros de potência ativos ou passivos.

B. Filtro Ativo de Potência

Os filtros ativos de potência (FAP) apresentam elevado desempenho na redução de harmônicas, volume reduzido, flexibilidade às variações paramétricas e controle em malha fechada, quando comparados aos filtros passivos LCR [51]. Outra vantagem do FAP está em adequar-se ao dinamismo da carga, podendo ser ativado ou não, dependendo da quantidade de EVs conectados. Assim, para cargas dinâmicas, como estações de carregamento CC, evita-se desperdício de energia.

Os FAPs conectados em paralelo possuem característica de fonte de corrente. O seu objetivo é gerar uma corrente i_F tal que, quando somada à corrente de carga i_L , resulte em uma corrente da fonte i_S , conforme determinada no algoritmo de geração de referência. O FAP proposto nesse artigo é inserido no lado BT do transformador, o qual favorece a implementação, pela disponibilidade dos semicondutores [22].

Assim, as correntes do secundário estrela i_{aY}, i_{bY}, i_{cY} são medidas. As correntes do secundário delta $i_{a\Delta}, i_{b\Delta}, i_{c\Delta}$ são também medidas, mas são deslocadas em fase algebricamente, e convertidas para as coordenadas α - β . Dessa forma, as correntes em α - β do secundário-delta, podem ser somadas com as correntes em coordenadas α - β do secundário-estrela. Além das correntes, as tensões do secundário-estrela v_{abY} e v_{bcY} e do capacitor do barramento v_{cf} são medidas.

Para a detecção da sequência positiva, utiliza-se o *Phase Locked Loop* (PLL) e a teoria p-q [51], [52]. O compensador Proporcional Integral (PI), para controle da tensão do capacitor do FAP, e os filtros passa baixa estão de acordo com [51]. A determinação dos sinais de compensação das harmônica pelo FAP é realizada através da teoria p-q, do sistema de eixos de referência α - β e do método do filtro *notch* [51], [53].

O diagrama da Figura 7 sumariza os cálculos realizados

para a determinação das potências instantâneas p-q a serem compensadas. O capacitor $C_f = 2 \text{ mF}$ e os indutores do filtro ativo $L_f = 420 \text{ } \mu\text{H}$ são obtidos por meio de [54].

C. Conversor CC-CC Buck Interleaved

No ponto de carregamento do veículo está presente a proteção, o conector, o conversor CC-CC e o sistema de comunicação. Devido ao nível de potência, o conversor *buck-interleaved* foi escolhido por possuir características como robustez, reduzido filtro de saída, baixa geração de EMI, bom gerenciamento térmico, simplicidade e elevada eficiência [16], [55].

A Tabela VII apresenta os valores exigidos para o projeto do conversor CC-CC, entre eles destaca-se: o *ripple* máximo de corrente de 9 App na saída, que corresponde a uma ondulação de 7,2 % na referência de corrente. A resistência de 3,84 Ω foi definida para alcançar a máxima potência de saída (60 kW), a resistência interna da bateria é definida em 0,15 Ω a partir de [6]. O projeto, a modelagem e o controle do conversor CC-CC de para o ponto de carregamento, é apresentado em [56].

A resistência de 3,84 Ω foi definida para alcançar a máxima potência de saída (60 kW), a resistência interna da bateria é definida em 0,15 Ω a partir de [6].

TABELA VII

Requisitos para Projeto do Conversor *buck interleaved*.

Requisitos	Valores
Potência Máxima (P_o)	60 kW
Tensão Nominal de Entrada (V_{cc})	618 V
Tensão Máxima de Saída (V_o)	480 V
Corrente Máxima de Saída (I_o)	125 A
Frequência de Operação (f_{sw})	20k Hz
Ondulação de Tensão na Saída	2 %
Ondulação de Corrente na Saída	7 %
Número de Pernas (n_p)	3
Capacitor (C_o)	16 μF
Indutores (L_{123})	343,62 μH
Resistência para potência de 60kW	3,84 Ω
Resistência interna da bateria	0,15 Ω
Tensão nominal da bateria (V_{bat})	240 – 403,2 V

IV. ANÁLISE DE ESTABILIDADE NA CONEXÃO DE CONVERSORES

A conexão dos conversores *buck-interleaved* ao retificador 12 pulsos pode apresentar instabilidades de tensão, no barramento CC, refletindo em ondulações de corrente na saída do conversor CC-CC. A análise de estabilidade proposta contribui para a determinação do valor mínimo do capacitor de barramento, a fim de manter o sistema estável e com reduzida ondulação de corrente na saída. A relação entre as impedâncias dos conversores determina a condição mínima de estabilidade [57].

Portanto, serão determinadas a impedância de saída do retificador Z_{oret} e a impedância de entrada do conversor *buck-interleaved* Z_{ibuck} em malha fechada. Considera-se o capacitor

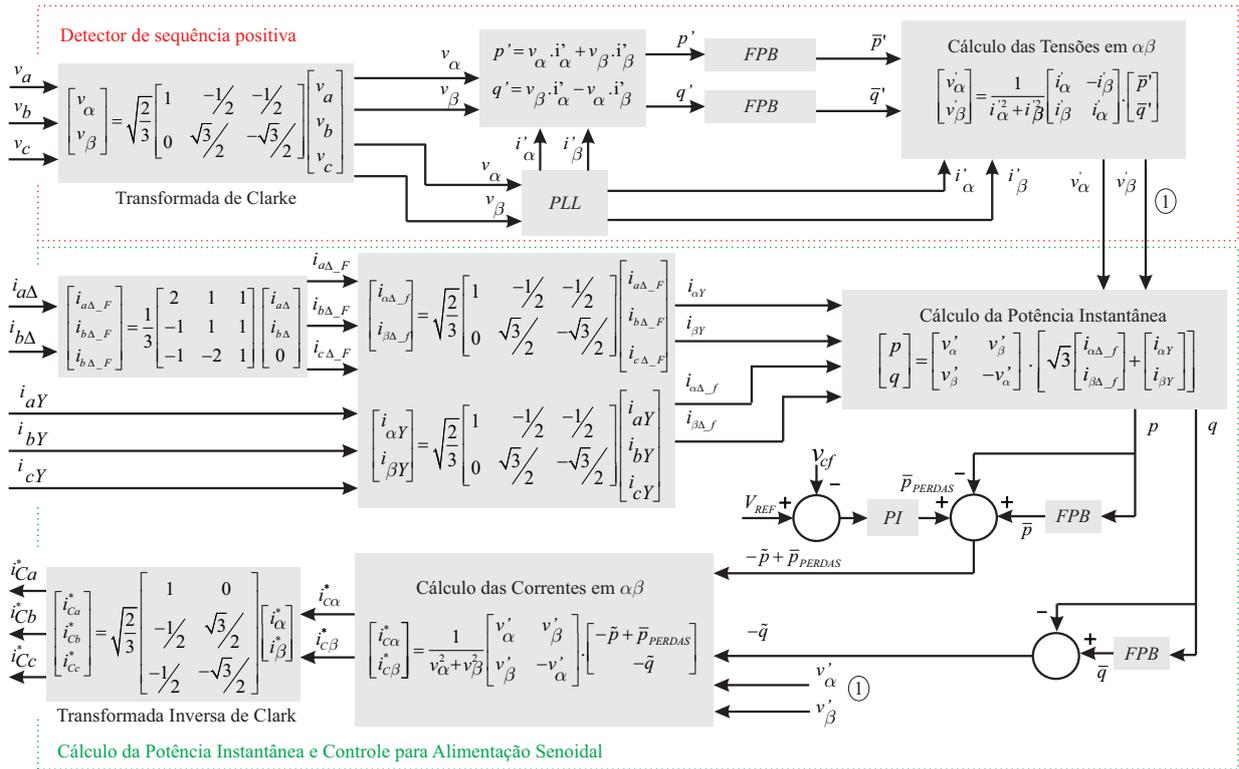


Fig. 7. Estratégia de controle para corrente de alimentação senoidal.

de barramento C_b como parte de Z_{oret} . A Figura 8 ilustra um circuito simplificado da fonte de tensão e as impedâncias do estágio retificador e do conversor *interleaved*.

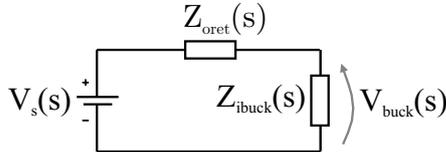


Fig. 8. Modelo com as impedâncias equivalentes.

Por meio do divisor de tensão em (1) é determinada a relação entre as impedâncias dos conversores.

$$V_{buck}(s) = \frac{Z_{ibuck}(s)}{Z_{ibuck}(s) + Z_{oret}(s)} V_s(s) = \frac{1}{1 + \frac{Z_{oret}(s)}{Z_{ibuck}(s)}} V_s(s). \quad (1)$$

A estabilidade é analisada pelo denominador de (1), na qual, pelo critério de Nyquist, não pode apresentar nenhum zero no semiplano direito [57]. Portanto, serão determinados Z_{oret} e Z_{ibuck} , considerando o conversor CC-CC em malha fechada.

A. Impedância do Retificador 12 Pulsos

A impedância Z_{oret} é obtida pelo modelo aproximado médio e dinâmico de [58]. No circuito equivalente considera-se R_r e L_r da rede, R_p e L_p dos enrolamentos do primário e R_{Lx} e L_{Lx} dos secundários do transformador. A resistência do transformador de interfase R_{fdc} e a indutância de dispersão L_{fdc} também estão presentes, assim como o capacitor do barramento C_b . A Figura 9 apresenta o modelo por circuito equivalente, em que $R_s = R_r + R_p$ e $L_s = L_p + L_r$.

Referenciadas ao secundário do transformador ideal, R_{Tr} e L_{Tr} equivalem a soma das resistências e das indutâncias,

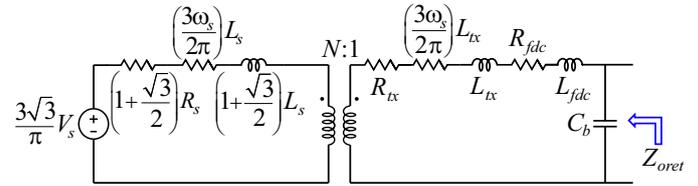


Fig. 9. Modelo com as impedâncias equivalentes [58].

conforme (2) e (3). A constante ω_s é igual a $\omega_s = 2\pi f_{rede}$.

$$R_{Tr} = N^2 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) R_s + (N^2 L_s + L_{Lx}) \left(\frac{3\omega_s}{2\pi} \right) + R_{Lx} + R_{fdc}. \quad (2)$$

$$L_{Tr} = N^2 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) L_s + L_{Lx} + L_{fdc}. \quad (3)$$

obtendo-se Z_{oret} , através do equivalente Thévenin:

$$Z_{oret} = - \frac{L_{Tr} s + R_{Tr}}{C_b L_{Tr} s^2 + R_{Tr} C_b s + 1}. \quad (4)$$

O sinal negativo presente em Z_{oret} origina-se do sentido da corrente utilizado na sua determinação.

B. Impedância de Entrada do Conversor Buck-Interleaved

A impedância de entrada Z_{ibuck} , determinada pela razão V_{cc}/i_{in} , depende da malha de controle do conversor e do filtro passa-baixas (FPB). O conversor *buck-interleaved* pode ser equivalente ao com apenas um indutor, $L_{eq} = \frac{L_{123}}{n_p}$, em que n_p refere-se ao número de pernas e L_{123} às indutâncias do conversor *interleaved* [55]. A Figura 10 .a apresenta o modelo do conversor equivalente com o retificador e a bateria simplificados [58]. Já a Figura 10 .b mostra o diagrama de controle equivalente com o apresentado em [56].

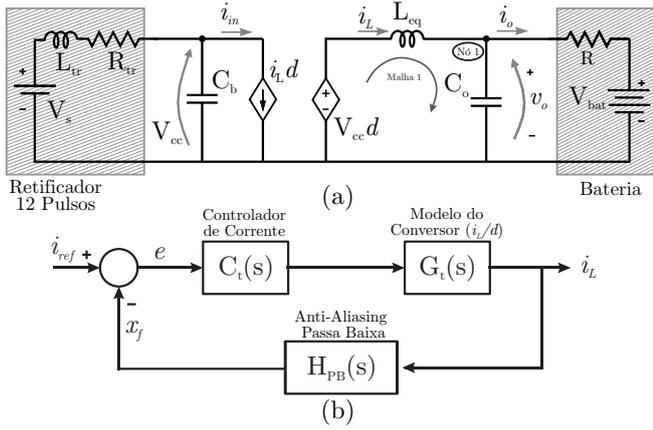


Fig. 10. (a) o modelo médio por circuito equivalente do conversor *buck interleaved* [56] e (b) o diagrama simplificado do controle do conversor.

A partir de $\dot{\mathbf{x}}(t) = f(\mathbf{x}, v_{cc})$ e $y(t) = g(\mathbf{x})$ e pela análise da malha 1, pela LTK, determina-se:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_{eq}}(dV_{cc} - v_o) = f_1. \quad (5)$$

Por meio da LCK no nó 1, determina-se:

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o}(i_L - \frac{v_o}{R}) = f_2. \quad (6)$$

A planta $G_t(s)$, a qual relaciona i_t/d , é descrita por:

$$G_t(s) = \frac{V_{cc}(RC_o s + 1)}{L_{eq}C_o R s^2 + L_{eq}s + R}. \quad (7)$$

O controlador contínuo, equivalente ao discreto utilizado em [56], é apresentado por C_t

$$C_t(s) = \frac{d}{e} = k_p + \frac{k_i}{s}. \quad (8)$$

O estado associado ao integrador do controlador C_t é definido por:

$$\frac{dx_e}{dt} = I_{ref} - x_f = f_3. \quad (9)$$

A partir do controlador (8), isola-se a razão cíclica no tempo e substituindo x_e por (9), obtêm-se:

$$d = k_p(I_{ref} - x_f) + k_i x_e. \quad (10)$$

Para o filtro *anti-aliasing*, representado em (11), possui $\tau = R_f C_f$.

$$H_f = \frac{x_f}{i_L} = \frac{1}{\tau s + 1}. \quad (11)$$

Por meio de (11), em função do tempo, determina-se a equação

$$\frac{dx_f}{dt} = \frac{1}{\tau} i_L - \frac{1}{\tau} x_f = f_4. \quad (12)$$

Substituindo (10) em (5) obtêm-se:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_{eq}}[(k_p I_{ref} - k_p x_f + k_i x_e)V_{cc} - v_o] = f_1. \quad (13)$$

As equações (6), (9), (12), (13) devem ser linearizadas para o ponto de equilíbrio. Ou seja, as derivadas de cada uma das funções são igualadas a zero, em (14) a (17).

$$f_1 = 0 = \frac{1}{L_{eq}}[(k_p I_{ref} - k_p x_f + k_i x_e)V_{cc} - v_o]. \quad (14)$$

$$f_2 = 0 = \frac{1}{C_o}(i_L - \frac{v_o}{R}). \quad (15)$$

$$f_3 = 0 = I_{ref} - x_f. \quad (16)$$

$$f_4 = 0 = \frac{1}{\tau} i_L - \frac{1}{\tau} x_f. \quad (17)$$

Assim, resolvendo (16) e (17) determina-se i_L por

$$x_f(0) = I_{ref} = i_L(0). \quad (18)$$

Substituindo (18) em (14) e sabendo-se que $v_o = R I_{ref}$, obtêm-se:

$$L_{eq} \cdot 0 = k_p I_{ref} V_{cc(0)} - k_p I_{ref} V_{cc(0)} + k_i x_{e(0)} V_{cc(0)} - R I_{ref}. \quad (19)$$

Isolando-se x_e , tem-se (20), com o valor de $x_{e(0)}$ no ponto de operação.

$$x_{e(0)} = \frac{R I_{ref}}{k_i V_{cc(0)}}. \quad (20)$$

A equação referente a saída Y é definida por:

$$y(t) = i_{in}(t) = d(t) i_L(t). \quad (21)$$

na qual pode-se substituir $d(t)$, da equação (10), em (21), organizando-a, tem-se:

$$i_{in}(t) = (k_p I_{ref} - k_p x_f + k_i x_e) i_L. \quad (22)$$

Dessa forma, por espaço de estados $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}}$ e $\tilde{y}(t) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\tilde{\mathbf{u}}$, as equações descritas são organizadas:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_o}{dt} \\ \frac{d\tilde{x}_e}{dt} \\ \frac{d\tilde{x}_f}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{eq}} & \frac{k_i V_{cc(0)}}{L_{eq}} & \frac{-k_p V_{cc(0)}}{L_{eq}} \\ \frac{1}{C_o} & \frac{-1}{RC_o} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{\tau} & 0 & 0 & \frac{-1}{\tau} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \\ \tilde{x}_e \\ \tilde{x}_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_i x_{e(0)}}{L_{eq}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{v}_{cc}. \quad (23)$$

$$\tilde{i}_{in} = \begin{bmatrix} k_i x_{e(0)} & 0 & k_i I_{L(0)} & -k_p I_{L(0)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \\ \tilde{x}_e \\ \tilde{x}_f \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Por meio de $\tilde{i}_{in} = \mathbf{c}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b}$, obtêm-se a impedância de entrada do conversor Z_{ibuck} :

$$Y_{ibuck}(s) = Z_{ibuck}^{-1}(s) = \frac{\tilde{i}_{in}(s)}{\tilde{v}_{cc}(s)}. \quad (25)$$

Substituindo-se em (23) e (24) os valores da Tabela VIII e, resolvendo (25), obtêm-se $Y_{ibuck}(s)$ numérica. A comprovação

do modelo em espaço de estados pela perturbação de pequenos sinais é observada na Figura 11.

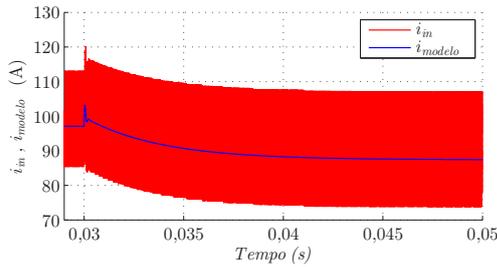


Fig. 11. A corrente de entrada do circuito do conversor CC-CC (i_{in}) e a corrente (i_{modelo}). A resposta do modelo é obtida ao conectar a fonte V_{cc} na admitância Y_{ibuck} . Após a perturbação de 10% em V_{cc} em tempo igual a 0,03 s, ambas possuem dinâmicas próximas, comprovando o modelo Z_{ibuck} .

TABELA VIII
Valores dos Componentes Considerados.

Componentes	Valores	Componentes	Valores
k_p	0,003528	R_{rx}	0,0077 Ω
k_i	2,565	L_{rx}	52,208 μH
R_f	2 M Ω	R_{dc}	0,002 Ω
C_f	10 pF	L_{dc}	61,3 μH

Na Tabela VIII estão presentes os valores: do controlador PI, determinados em [56]; do filtro passa-baixas, R_f e C_f , projetados para uma frequência de corte de 8kHz; do circuito equivalente ao retificador 12-pulsos projetado. O capacitor total do barramento equivale a soma dos C_b de cada conversor CC-CC.

C. Estabilidade para Diferentes Valores do Capacitor de Barramento

A variação de C_b altera a estabilidade da tensão do barramento CC e afeta o nível de ondulações da corrente de saída do conversor CC-CC [57]. A Figura 12 .a apresenta o diagrama de Bode das impedâncias Z_{oret} para diferentes valores de C_b e a impedância Z_{ibuck} . A variação de C_b modifica a curva de magnitude de Z_{oret} e, quando houver interseção entre Z_{oret} e Z_{ibuck} , haverá instabilidades na corrente i_o .

O diagrama de Nyquist para Z_{oret}/Z_{ibuck} é apresentado na Figura 12 .b. De acordo com [57], a estabilidade será garantida quando a relação não circular o -1 no diagrama. Dessa forma, com o capacitor $C_b = 0,1 mF$ o sistema é instável e quando $C_b = 0,7 mF$ o sistema torna-se estável.

Uma das formas de tornar o sistema estável, para o $C_b = 0,1 mF$ (instável), é alterando os valores k_i e k_p do controlador de corrente. Entretanto, a variação deve se basear em uma constante, para não alterar as características do controlador projetado.

Assim, a constante de proporcionalidade ω_n é baseada na função de transferência (FT) em malha fechada, conforme a Figura 10 .b, considerando apenas $C_i(s)$ e $G_i(s)$. Uma vez que R mínimo é igual a 0,15 Ω , para propósito de projeto considera-se R igual a zero.

A FT determinada é equivalente a FT característica de

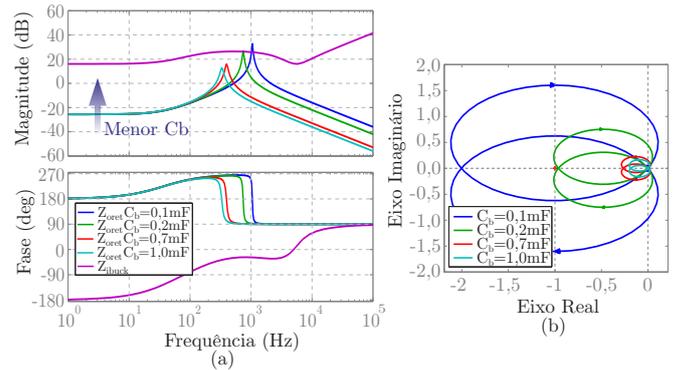


Fig. 12. (a) Bode de Z_{oret} variando C_b e Z_{ibuck} , (b) Nyquist da relação Z_{oret}/Z_{ibuck} para diferentes C_b .

sistemas de 2ª ordem, conforme:

$$C_I G_{IMF} = \frac{V_{cc} (k_p s + k_i)}{s^2 + \frac{V_{cc}}{L_{eq}} k_p s + \frac{V_{cc}}{L_{eq}} k_i} \equiv \frac{V_{cc} (k_p s + k_i)}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (26)$$

Assim,

$$2\xi \omega_n = \frac{V_{cc} k_p}{L_{eq}} \quad \omega_n^2 = \frac{V_{cc} k_i}{L_{eq}} \quad (27)$$

Seja um fator de amortecimento $\xi = 1,0$ e um $\omega_n = 2,97 \cdot 10^3$. Ao alterar o valor de ω_n determina-se os valores de k_i e k_p por meio de (27).

Na Figura 13.a a magnitude de Z_{ibuck} é alterada pela variação de ω_n , e a consequente alteração de k_i e k_p . Pode-se perceber que uma redução em ω_n resulta em estabilidade do sistema ao evitar o cruzamento de Z_{ibuck} por Z_{oret} . Entretanto, a redução do ω_n aumenta o tempo de acomodação de i_o .

A relação Z_{oret}/Z_{ibuck} no diagrama de Nyquist da Figura 13.b comprova a estabilidade com a redução de ω_n .

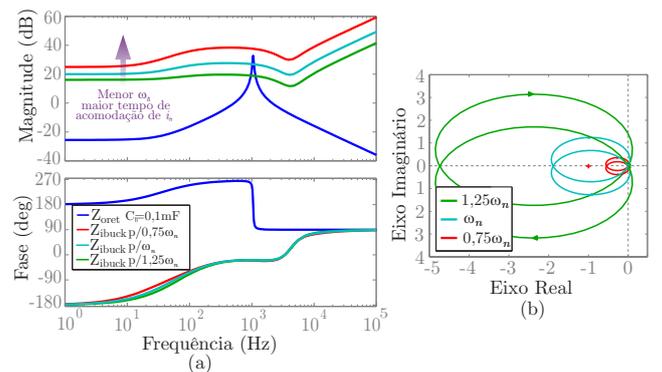


Fig. 13. (a) Bode de Z_{oret} para $C_b = 0,1 mF$ e variando a ω_n de Z_{ibuck} , (b) Nyquist da relação Z_{oret}/Z_{ibuck} para diferentes ω_n .

Para os valores de k_i e k_p projetados, o C_b necessita ser maior que 0,2 mF para que as normas de oscilações de corrente na saída sejam atendidas. A estabilidade pode ser garantida com a alteração dos ganhos do controlador de corrente, mesmo para o caso instável ($C_b = 0,1 mF$).

Entretanto, como consequência, o tempo de acomodação de i_o será reduzido, mas as oscilações em i_o estarão a cima do exigindo por norma, exigindo um C_o maior.

V. RESULTADOS EM HARDWARE IN THE LOOP

A estação de carregamento rápida foi implementada no Typhoon HIL, *hardware in the loop*. Para controle dos pontos de carregamento, foi implementado no *Digital Signal Processor* (DSP) TMS320F28335 da Texas Instruments o controle digital. Os detalhes do controle e da amostragem são desenvolvidos em [56].

O equilíbrio entre as correntes e a resposta do conversor *buck-interleaved* para variações de referência de 125 A para 50 A estão presentes na Figura 16. Após um degrau de 20% na carga, as correntes nos indutores são mantidas balanceadas e seguindo a referência, conforme a Figura 15.

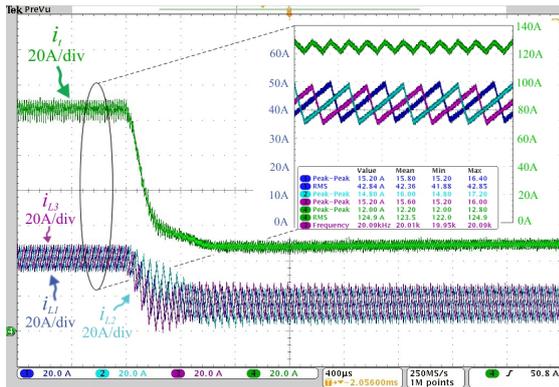


Fig. 14. As correntes nos indutores i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} e a corrente total i_L antes do capacitor C_o para resposta ao degrau na referência de 125 A para 50A ($400\mu s/div$). Em zoom as correntes balanceadas com retificador de entrada e $C_b = 0,7mF$ ($40\mu s/div$).

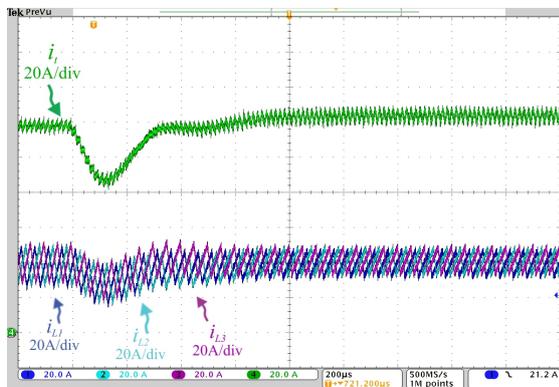


Fig. 15. Correntes i_L , i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} para uma redução de 20% de carga ($2s/div$).

De acordo com a norma [33], o veículo exigirá um perfil de corrente que deve ser atendido pelo carregador, conforme a Figura 4 e a Figura 3. Assim, o desligamento de emergência é muito importante, na qual a corrente de saída deve ir de 125 A a 5 A em menos de 0,625 s, ou seja, no mínimo 200 A/s.

A Figura 16 apresenta as correntes do conversor para uma rampa de subida em 20 A/s e de descida em 200 A/s. Ao aplicar-se um degrau na referência de 125 A para 5 A, conforme as normas, o conversor responde rapidamente, em menos de 0,6 ms.

Conforme [33] e [34], a ondulação de corrente na saída do *buck-interleaved* deve ser inferior a 3 App para frequências até 5 kHz, e inferior 9 App para frequências até 150 kHz. A Figura

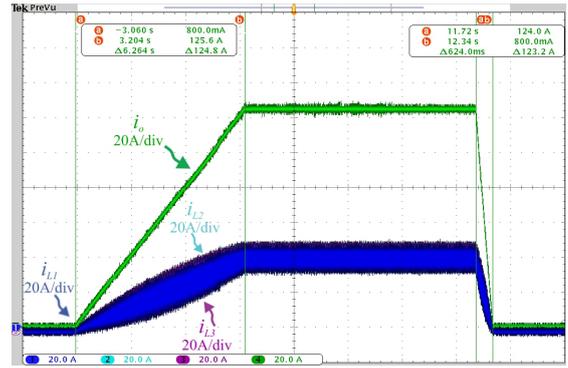


Fig. 16. As correntes nos indutores i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} e a corrente i_o para o perfil de carregamento com variação de 20A/s na rampa de subida e 200A/s na rampa de desligamento ($2s/div$).

17 apresenta i_o para diferentes valores de C_b . Um capacitor muito pequeno ($C_b = 0,1 mF$) aumenta as ondulações de corrente e, comprovando a análise das impedâncias, um $C_b = 0,2 mF$ está na margem de estabilidade. Assim, as ondulações de corrente estão em acordo com as normas quando $C_b > 0,2 mF$. Percebe-se também na Figura 17 que a ondulação de corrente para $C_b = 0,7 mF$ e $C_b = 1,0 mF$ está dentro dos limites normativos, comprovando a análise das impedâncias realizada. Para esses valores de $C_b = 0,7 mF$ e $C_b = 1,0 mF$, no diagrama de bode na Figura 12, as magnitudes de Z_{ibuck} e Z_{oret} não se cruzam.

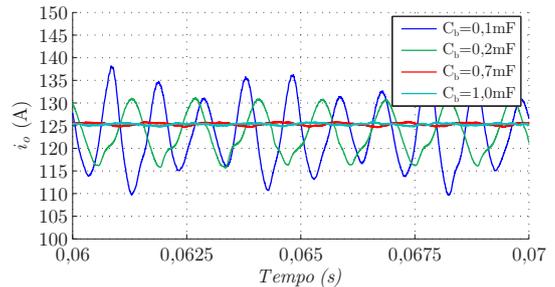


Fig. 17. Correntes na carga para diferentes valores do C_b .

Os níveis das harmônicas de corrente na entrada da estação são reduzidas com a implementação do FAP paralelo no DSP TMS320F28379D da Texas Instruments. A Figura 18 apresenta a corrente i_{arede} da rede, i_{arafa} do transformador e i_{fa} do FAP.

O gráfico da Figura 19 apresenta os níveis de harmônicas de corrente injetados com a utilização do FAP, para o pior caso, uma rede fraca de média tensão $I_{cc}/I_L < 20$. Embora o FAP reduza a grande parte das distorções harmônicas, para que os limites harmônicos sejam atendidos, o indutor $L_{ac} = 103,453 mH$ deve ser adicionado na entrada da estação.

É importante ressaltar que a estação de carregamento possui uma dinâmica de carga, por vezes 0 kW até 600 kW (com 10 veículos). Além disso, a rede na qual é instalada a estação pode apresentar diferentes valores para I_{cc}/I_L no ponto de conexão. Em uma rede forte, $I_{cc}/I_L > 1000$, o FAP será exigido a partir de 540 kW de carga. Já para uma rede fraca, $I_{cc}/I_L < 20$, é necessário o acionamento do FAP a partir de 240 kW e carga. Portanto, para não haver descumprimento da norma, o FAP pode ser ativado e/ou instalado conforme o perfil da carga, evitando-se desperdícios de energia.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Cód. de Financiamento 001. CNPq 465640/2014-1, CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1.

REFERÊNCIAS

- [1] R. Sioshansi, P. Denholm, “Emissions impacts and benefits of plug-in hybrid electric vehicles and vehicle-to-grid services”, *Environmental science & technology*, vol. 43, no. 4, pp. 1199–1204, January 2009.
- [2] *Global EV Outlook 2017 - Two million and counting*, International Energy Agency, 2017.
- [3] A. G. Boulanger, A. C. Chu, S. Maxx, D. L. Waltz, “Vehicle Electrification: Status and Issues”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 1116–1138, June 2011.
- [4] Z. Gao, Z. Lin, T. J. LaClair, C. Liu, J.-M. Li, A. K. Birky, J. Ward, “Battery capacity and recharging needs for electric buses in city transit service”, *Energy*, vol. 122, pp. 588–600, January 2017.
- [5] M. Yilmaz, P. T. Krein, “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, May 2013.
- [6] T. Gray, J. Wishart, M. Shirk, “2011 Nissan Leaf VIN 0356 Electric Vehicle Battery Test Results”, , 2016, URL: <https://avt.inl.gov/sites/default/files/pdf/fsev/batteryrpt2011NissanLeaf0356.pdf>.
- [7] A. V. J. S. Praneeth, S. S. Williamson, “A Review of Front End AC-DC Topologies in Universal Battery Charger for Electric Transportation”, in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 293–298, June 2018.
- [8] A. Khaligh, S. Dusmez, “Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3475–3489, Oct 2012.
- [9] F. Musavi, W. Eberle, W. G. Dunford, “A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1833–1843, July 2011.
- [10] D. C. Erb, O. C. Onar, A. Khaligh, “Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2066–2072, Feb 2010.
- [11] R. Mayer, A. Péres, S. V. G. Oliveira, “Conversor CC-CC Multifásico Bidirecional em Corrente Não Isolado Aplicado a Sistemas Elétricos de Tração de Veículos Elétricos e Híbridos”, *Revista de Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 20, no. 3, pp. 311–321, Agosto 2015.

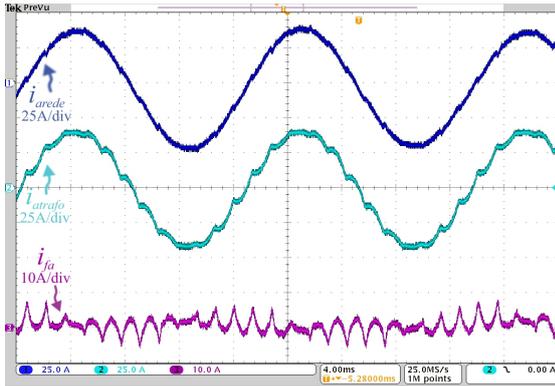


Fig. 18. Correntes da rede i_{arede} da rede, i_{atrafo} do transformador e i_{fa} do FAP (de cima para baixo), para uma $I_{cc}/I_L < 20$ ($L_{sa} = 37,746 \text{ mH}$ e $R_{sa} = 7,115 \Omega$).

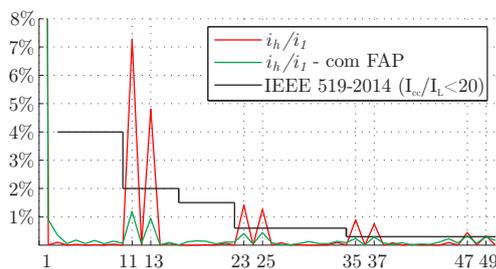


Fig. 19. Correntes da rede i_{arede} da rede, i_{atrafo} do transformador e i_{fa} do FAP, para uma $I_{cc}/I_L < 20$ ($L_{sa} = 37,746 \text{ mH}$ e $R_{sa} = 7,115 \Omega$).

VI. CONCLUSÕES

A ampla adoção dos EVs exigirá investimentos em infraestrutura de carregamento rápido. Assim, esse artigo enfatizou as principais normas para carregamento rápido CC e propôs uma estação de carregamento rápido com elementos armazenadores de energia. Em preocupação com a rede de distribuição, a estação é conectada em média tensão e com filtro ativo de potência. Os conversores 12 pulsos, *buck-interleaved* e o FAP foram implementados no Typhoon HIL. A partir dos resultados obtidos constatou-se que, o filtro ativo reduz as principais harmônicas de corrente do lado de MT para adequação às normas, ao ser conectado no secundário do transformador defasador. Verificou-se que dependendo da quantidade de EVs conectados na estação e do nível I_{cc}/I_L , o FAP não precisa ser ativado, assim evita-se desperdício de energia em relação aos filtros passivos.

A partir da análise de estabilidade na conexão dos conversores CA-CC e CC-CC, determinou-se o valor mínimo do capacitor do barramento CC a fim de evitar oscilações de tensão do barramento e na corrente na saída do conversor *buck-interleaved*. A análise foi confirmada com os resultados experimentais obtidos.

Os resultados obtidos comprovam a adequação do conversor *buck-interleaved* às normas de carregamento rápido. Na qual, o conversor segue as referências e taxas de variações de corrente no funcionamento normal e no desligamento de emergência. Da mesma forma, por meio dos controladores, as correntes nos indutores do conversor são mantidas balanceadas durante as variações de referência de corrente.

- [12] S. Ebrahimi, M. Taghavi, F. Tahami, H. Oraee, "A Single-Phase Integrated Bidirectional Plug-In Hybrid Electric Vehicle Battery Charger", *Industrial Electronics Society, IECON Conference of the IEEE*, pp. 1137 – 1142, November 2014.
- [13] D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya, D. L. Parra, A. Coccia, N. Butcher, O. Apeldoorn, "Ultra-fast DC-charge infrastructures for EV-mobility and future smart grids", in *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*, pp. 1–8, Oct 2010.
- [14] M. Gjelaj, C. Træholt, S. Hashemi, P. B. Andersen, "Optimal design of DC fast-charging stations for EVs in low voltage grids", in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 684–689, June 2017.
- [15] A. Genovese, F. Ortenzi, C. Villante, "On the energy efficiency of quick DC vehicle battery charging", *World Electric Vehicle Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 570–576, January 2015.
- [16] S. Dusmez, A. Cook, A. Khaligh, "Comprehensive analysis of high quality power converters for level 3 off-board chargers", in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–10, Sept 2011.
- [17] J. Channegowda, V. K. Pathipati, S. S. Williamson, "Comprehensive review and comparison of DC fast charging converter topologies: Improving electric vehicle plug-to-wheels efficiency", in *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 263–268, June 2015.
- [18] M. Ahmadi, N. Mithulananthan, R. Sharma, "A review on topologies for fast charging stations for electric vehicles", in *IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, pp. 1–6, Sept 2016.
- [19] O. Hegazy, J. V. Mierlo, P. Lataire, "Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4445–4458, Nov 2012.
- [20] S. Bai, D. Yu, S. Lukic, "Optimum design of an EV/PHEV charging station with DC bus and storage system", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1178–1184, Sept 2010.
- [21] J. Justino, T. Parreiras, B. Filho, "Hundreds kW Charging Stations for e-Buses Operating Under Regular Ultra-Fast Charging", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1–1, April 2015.
- [22] J. Solanki, N. Fröhleke, J. Böcker, "Implementation of Hybrid Filter for 12-Pulse Thyristor Rectifier Supplying High-Current Variable-Voltage DC Load", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4691–4701, Aug 2015.
- [23] Y. Liu, C. Farnell, S. Ahmed, J. C. Balda, H. A. Mantooth, "750-kW interleaved buck converter dc supply control implementation in a low-cost FPGA", *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 2852–2858, May 2015.
- [24] M.-h. Lu, M. U. Jen, "Safety Design of Electric Vehicle Charging Equipment", *EVS26 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium*, vol. 5, pp. 1017–1024, December 2012.
- [25] D. Bodson, "Standardization Roadmap for Electric Vehicles", *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 8, no. 3, pp. 114–116, September 2013.
- [26] P. G. Pereirinha, J. P. Trovão, "Standardization in Electric Vehicles", in *XIICLEEE - 12th Portugese-Spanish Conference on Electrical Engineering*, pp. 1–5, 2011.
- [27] M. C. B. P. Rodrigues, J. G. Oliveira, A. A. Ferreira, P. G. Barbosa, H. A. C. Braga, "Conexão de Veículos Elétricos à Rede de Energia Elétrica para Recarga de Baterias: Uma Visão Geral", *Eletrônica de Potência*, pp. 193–207, March/May 2014.
- [28] SAE Standard J1772, USA, *SAE Electric Vehicle and Plug in Hybrid Electric Vehicle Conductive Charge Coupler*, Oct 2017.
- [29] British Electrotechnical and Allied Manufacturers Association, United Kingdom, *Guide to Electric Vehicle Infrastructure*, 2 ed., abr. 2015.
- [30] M. Shirk, J. Wishart, "Effects of Electric Vehicle Fast Charging on Battery Life and Vehicle Performance", in *SAE Technical Paper*, SAE International, April 2015.
- [31] International Electrotechnical Commission, "IEC 62196-3 International Standard: Plugs, socket-outlets, vehicle couplers and vehicle inlets. Conductive charging of electric vehicles - Part 3.", , 2014.
- [32] Z. Juda, "Technical and legal considerations and solutions in the area of battery charging for electric vehicles", *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 148, no. 1, 2016.
- [33] IEEE Vehicular Technology Society, New York, *IEEE Std 2030.1.1-2015 - IEEE Standard Technical Specifications of a DC Quick Charger for Use with Electric Vehicles*, Feb 2015.
- [34] International Electrotechnical Commission, New York, *IEC 61851-23 - Electric vehicle conductive charging system. Part 23: DC electric vehicle charging station*, Mar. 2014.
- [35] T. Anegawa, "Safety design of CHAdeMO quick charging system", *World Electric Vehicle Journal*, vol. 4, pp. 855–859, November 2011.
- [36] H. Hõimoja, A. Rufer, G. Dziechciaruk, A. Vezzini, "An ultrafast EV charging station demonstrator", in *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 1390–1395, June 2012.
- [37] C. Luo, Y. Huang, V. Gupta, "Placement of EV Charging Stations - Balancing Benefits Among Multiple Entities", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 2, pp. 759–768, March 2017.
- [38] A. Dubey, S. Santoso, "Electric Vehicle Charging on Residential Distribution Systems: Impacts and Mitigations", *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1871–1893, September 2015.
- [39] R. Torquato, L. C. P. da Silva, W. Freitas, B. Kurth, V. Arioli, "Impact assessment of the two-way operation

of plugin electric vehicles on distribution networks”, in *IEEE PES General Meeting | Conference Exposition*, pp. 1–5, July 2014.

- [40] R. Burkart, J. W. Kolar, “Component cost models for multi-objective optimizations of switched-mode power converters”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2139–2146, Sept 2013.
- [41] Y. Liu, C. Farnell, J. C. Balda, H. A. Mantooth, “Design of a 2 MW DC supply using a 4-stage interleaved DC-DC converter”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, pp. 964–970, 2014.
- [42] G. Balen, H. Pinheiro, L. Schuch, D. Rasquin, “Modular Fast Charger Station for Electric Vehicles with Energy Storage Element”, in *EVS29 Symposium Montreal*, pp. 1–9, June 2016.
- [43] F. Zare, H. Soltani, D. Kumar, P. Davari, H. A. M. Delpino, F. Blaabjerg, “Harmonic Emissions of Three-Phase Diode Rectifiers in Distribution Networks”, *IEEE Access*, vol. 5, pp. 2819–2833, February 2017.
- [44] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, “Multipulse ac-dc converters for improving power quality: A review”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 260–281, January 2008.
- [45] P. E. Aqueveque, E. P. Wiechmann, R. P. Burgos, “On the Efficiency and Reliability of High-Current Rectifiers”, in *IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 1290–1297, Oct 2006.
- [46] I. Barbi, *Eletrônica de Potência*, 6 ed., Florianópolis, BR, 2006.
- [47] M. H. Rashid, ed., *Power Electronics Handbook (Fourth Edition)*, fourth edition ed., Butterworth-Heinemann, 2018.
- [48] A. A. Badin, *Retificadores Trifásicos com Fator de Potência Unitário Baseados nos Transformadores Trifásicos/Bifásicos*, Doutorado em eletrônica de potência e acionamentos elétricos, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, BR, 2009.
- [49] “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, June 2014.
- [50] ANEEL, “PRODIST - Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica”, , 2017.
- [51] H. Akagi, E. Watanabe, M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, IEEE Press Series on Power Engineering, Wiley, 2007.
- [52] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa Jr., M. Aredes, “Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, Dec 2006.
- [53] E. H. Watanabe, H. Akagi, M. Aredes, “Instantaneous p-q power Theory for compensating nonsinusoidal systems”, in *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, pp. 1–10, June 2008.
- [54] R. A. Gannett, J. C. Sozio, D. Boroyevich, “Application of synchronous and stationary frame controllers for unbalanced and nonlinear load compensation in 4-leg inverters”, in *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1038–1043, 2002.
- [55] A. C. Schittler, D. Pappis, A. Campos, M. A. D. Costa, J. M. Alonso, “Interleaved Buck Converter Applied to High-Power HID Lamps Supply: Design, Modeling and Control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 4, pp. 1844–1853, July 2013.
- [56] G. Balen, A. R. Reis, H. Pinheiro, L. Schuch, “Modeling and control of interleaved buck converter for electric vehicle fast chargers”, in *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Nov 2017.
- [57] A. Riccobono, E. Santi, “Comprehensive Review of Stability Criteria for DC Power Distribution Systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3525–3535, Sept 2014.
- [58] A. Cross, A. Baghrarian, A. Forsyth, “Approximate, average, dynamic models of uncontrolled rectifiers for aircraft applications”, *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 398–409, July 2009.

DADOS BIOGRÁFICOS

Gleisson Balen é engenheiro (2015) e mestre em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria - UFSM (2017). Atualmente é doutorando em engenharia elétrica pela UFSM. Suas áreas de interesse envolvem eletrônica de potência, controle de conversores, carregamento de baterias e veículos elétricos.

Andrei Roberto Reis é engenheiro eletricitista pela UFSM (2018), atualmente atua na área de ensaios de máquinas elétricas na empresa WEG. Suas áreas de interesse são controle, máquinas elétricas girantes e eletrônica de potência.

Humberto Pinheiro é engenheiro eletricitista pela UFSM (1983), mestre em engenharia pela Universidade Federal de Santa Catarina UFSC (1987) e graduado Ph.D. pela Concordia University, Montreal, Canadá, (1999). Desde 1991 é professor e pesquisador na UFSM. Suas áreas de interesse incluem modulação e controle de conversores estáticos.

Luciano Schuch é Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSM (2007). Atualmente é vice-reitor e professor da UFSM. Atua no desenvolvimento de conversores de alto desempenho, sistemas fotovoltaicos, geração distribuída, integração de sistemas, técnicas de comutação suave e veículos elétricos.