



Análise de um retificador monofásico com alto fator de potência utilizando o conversor boost interleaved de duas fases frente às normativas IECiec61000-3-2 (2009) classe D

Analysis of a single-phase rectifier with high factor of use of two-phase boost interleaved converter in compliance with IEC61000-3-2 (2009) class D

Israel Divan Lopes da Costa ¹
Carlos Renato Magalhães Duarte ²
Diego Santos Gonçalves ³

Resumo: Este artigo objetiva-se a avaliar de maneira prática, a aplicação do conversor *boost* intercalado no modo pre-regulador de fator de potência, como solução ao problema de distorção harmônica e empobrecimento do fator de potência que os retificadores convencionais associados a filtro capacitivo, interface inicial entre a rede elétrica monofásica ou trifásica e muitos dos sistemas eletrônicos de potência, inserem no sistema elétrico. O baixo fator de potência, baixa eficiência energética, inserção de distorção harmônica e interferência eletromagnética se tornaram hoje os principais distúrbios gerados de maneira indireta pelas cargas que compõe o sistema elétrico de potência. Retificação com alto fator de potência se torna neste contexto, uma obrigatoriedade frente às normativas IEC61000-3-2 e IEEE519. A preocupação com a qualidade da energia elétrica levará a uma nova topologia, que trata da retificação em alto fator de potência utilizando-se da estratégia do PFC Ativo aplicando o conversor *boost*, e como otimização de eficiência desta estrutura será demonstrado posteriormente o conversor em arranjo intercalado – *Interleaved PFC*. Ao analisarmos de maneira prática os resultados obtidos, percebe-se o quão benéfico se torna para o sistema elétrico de potencia, trabalhar-se com correção ativa de fator de potencia integrada a sistemas *front-end* em equipamentos

eletroeletrônicos. A densidade de potencia de um equipamento pode melhorar significativamente ao se intercalar múltiplos conversores no que se relaciona a minimização dos elementos passivos filtrantes de componentes EMI.

Palavras-chave: PFC; Retificadores; Booster; Interleaved.

¹ UNILESTE – Centro Universitário do Leste de Minas Gerais.

² UNILESTE – Centro Universitário do Leste de Minas Gerais.

³ UNILESTE – Centro Universitário do Leste de Minas Gerais.

Abstract: This article aims to evaluate the practical application of the boost in active PFC mode as a solution to the problem of harmonic distortion and power factor depletion that conventional rectifiers associated with capacitive filter, initial interface between the single-phase electric network or three-phase, and electronic power systems, insert into the electrical system. Low power factor, low energy efficiency, harmonic distortion insertion and electromagnetic interference have now become the main indirectly generated disturbances due to the loads that make up the electric power system. Rectification with high power factor becomes in this context, an obligation in front of the norms IEC61000-3-2 and IEEE519. Concern about the quality of electric power will lead to a new topology, which deals with rectification in high power factor using the strategy of Active PFC applying the boost converter and, how optimization of efficiency of this structure, will be demonstrated later the converter in interleaved arrangement - Interleaved PFC. By analyzing in a practical way the results obtained, one can see how beneficial it is for the electric power system, to work with active power factor correction integrated with front-end systems in electrical and electronic equipment. The power density of equipment improves significantly when interleaving multiple converters in what concerns the minimization of the passive elements filtering of EMI components.

Keywords: PFC; Rectifiers; Booster; Interleaved.

1 Introdução

Os PFC's (*Power Factor Correction*) são retificadores com alto fator de potência em suas mais diversificadas topologias de projeto. Tornaram-se uma alternativa aos sistemas retificadores que em sua concepção mais simples apresentam alta distorção harmônica da corrente de entrada em função do transitório de carga do banco de capacitores associado a tais dispositivos. Segundo Rahman *et al* 2016, os conversores *boost* configurados como interface inicial entre a rede elétrica tem a capacidade de sincronizar a corrente de entrada do dispositivo com a tensão principal de alimentação, ambas de natureza senoidal, a fim de maximizar a potência real extraída da rede elétrica. A corrente de entrada segue a tensão de entrada em sincronismo, como em uma carga de natureza resistiva, livre de conteúdo harmônico expressivo.

Regidos pela IEC 61000-3-2 de 2009 os equipamentos de baixa potência precisam respeitar um limite de distorção harmônica total em um nível de tensão pré-estabelecido, cabendo assim aos fabricantes viabilizarem seus equipamentos dentro das normas de gerenciamento de energia elétrica. Isso obriga que, em muitos casos, esses equipamentos passem a adotar dispositivos concebidos para adequação de normas e regimentos internacionais. Um desses dispositivos é o conversor *boost* operando como pré-regulador de fator de potência. O fator de potência apresenta seu valor degradado em função de níveis elevados, na ordem de 100% de distorção harmônica em virtude de cargas de natureza não linear e altamente reativas. O *interleaved PFC* de duas fases insere o aperfeiçoamento do dispositivo, onde os estágios de potência operam defasados 180°, trazendo assim, valores desprezíveis das componentes de *ripple* PWM na corrente de entrada do arranjo, minimizando a interferência eletromagnética e otimizando o desempenho.

Este trabalho fará uma abordagem prática e teórica do conversor *boost* configurado como pré-regulador de fator de potência (PFC), em solução a problemática de distorção harmônica e empobrecimento do fator de potência que interfaces convencionais utilizando retificação e filtragem capacitiva insere no sistema elétrico.

A validação da proposta apresentada será feita a partir de um protótipo de retificador *boost interleaved* de 300W que será aferido em laboratório utilizando-se de um analisador de qualidade de energia. Os dados coletados serão cruzados com as normativas IEC61000-3-2 (2009) classe D para equipamentos eletrônicos.

2 Desenvolvimento

2.1 Interface *front-end* aplicado em Retificadores a diodo

A interface inicial entre a rede elétrica, monofásica ou trifásica, e os sistemas eletrônicos de potência, é denominada *front-end*, que tem o propósito de converter a frequência de linha CA em CC. Segundo Mohan (2014), essas interfaces (*front-ends*), figura 1, podem ser classificadas como retificadores em pontes a diodo, conversores em modo chaveado, em que as

correntes de linha são de natureza senoidal no fator de potência unitário, objetivo deste trabalho, e conversores a tiristores, em que o fluxo de potência pode ser bidirecional.

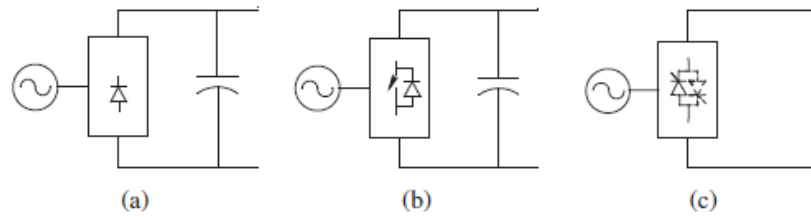


Figura 1: *Front-end* de equipamento eletrônico de potência. a – retificador, b – conversor, c - ciclo conversor.

Fonte: Mohan, (2014) p.97

A Figura 2a apresenta um circuito retificador de onda completa, em que L_s é a soma da indutância interna da alimentação pela rede com uma indutância interna, que pode ser colocada em série com a resistência R_s .

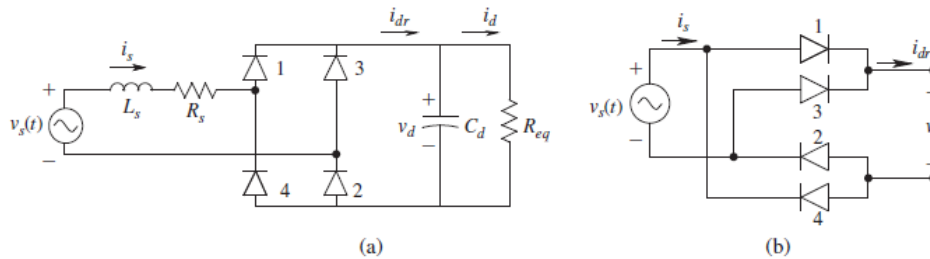


Figura 2: Retificador a diodo de onda completa em ponte.

Fonte: Mohan, (2014) p. 108

O circuito retificador anterior apresenta a indutância e a resistência no lado CA, podendo-se ser ignorados. A Figura 2b ilustra um circuito que consiste um grupo superior e o outro grupo inferior de diodos. Para que a corrente i_{dr} no lado CC flua, um diodo em cada grupo deverá conduzir.

Nesses sistemas o fluxo de potência é unidirecional, e sem nenhum controle sobre a tensão do barramento CC. São caracterizados por drenarem correntes com formas de onda altamente distorcidas.

Tal arranjo retificador tem característica de empobrecimento do fator de potência em função da falta de linearidade da corrente de entrada em função do transitório de carga em C_d .

Na figura 3, parte inferior, fica evidenciada a forma de onda da corrente, drasticamente distorcida em relação à tensão de entrada que tem natureza senoidal, parte superior da figura.

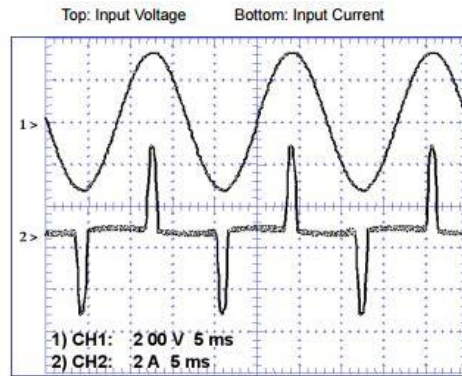


Figura 3: Distorção harmônica da corrente em relação a tensão
Fonte: Turchi et al. (2011) p.10

Mohan (2014), afirma que fontes de potência *CC* em modo chaveado, para atender os limites harmônicos estipulados em norma, devem ser complementados por um circuito de correção de fator de potência.

2.2 Conversor Boost

O conversor *boost* ou *step up* é caracterizado como uma estrutura elevadora de tensão. A figura 4 exibe de forma conceitual o conversor. O estágio de saída do conversor consiste na carga R_o , e em um grande capacitor C_o de filtragem, usado para minimizar a ondulação na tensão de saída.

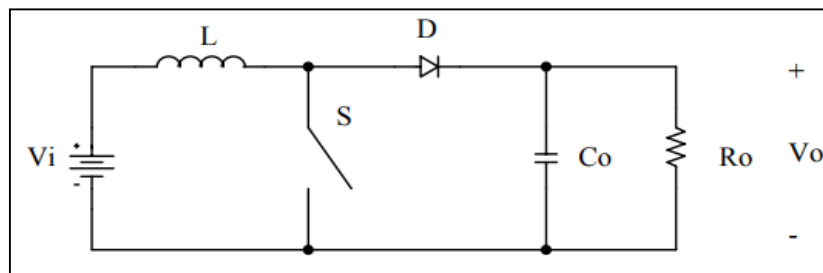


Figura 4: Conversor Boost.
FONTE: Petry, (2011) p. 7

Segundo Petry 2011, o funcionamento do conversor *boost*, assim como o *buck*, é regido pelas etapas de condução e corte da chave S .

1ª Etapa ($0, DT_S$): S está conduzindo. A fonte V_i fornece energia ao indutor. O indutor L é magnetizado.

2ª Etapa ($DT_S, (1 - D)T_S$): S está bloqueado. A fonte V_i e o indutor L fornecem energia a saída. O diodo D entra em condução. A tensão na carga aumenta.

A tensão média sobre o indutor deve ser nula, então se define que a função de transferência do conversor evidenciada na equação 2 será:

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{DT_S} V_i dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D)T_S} (V_o - V_i) dt \quad (1)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2)$$

2.3 Retificação com alto fator de potência

A correção do fator de potência (*PFC*) nas fontes de alimentação é realizada por circuitos passivos ou ativos. De acordo com Lange (2012), a maioria dos retificadores de fator de potência elevado é composta por associações em cascata entre uma ponte retificadora de onda completa a diodos e um conversor CC-CC. Na Figura 5 é evidenciada a configuração mais simples onde um único conversor boost é configurado como *PFC* ativo, monofásico.

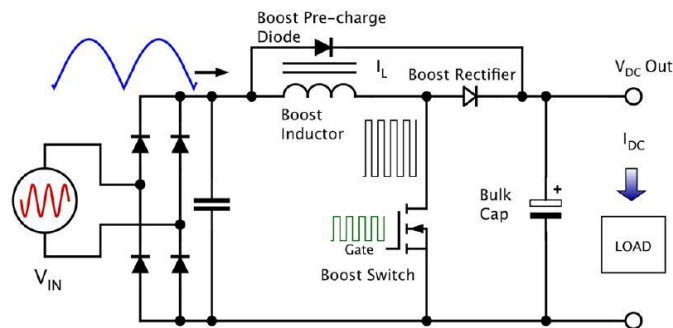


Figura 5: Retificador *boost* convencional como pre-conversor.
Fonte: Rahman *et al*, (2016) p. 4

Para aplicações de até 1KW a configuração de uma única célula de conversão operando em modo de condução contínua se caracteriza como a solução mais interessante do ponto de vista econômico.

2.4 Princípio de funcionamento

Segundo Barbi 2015, o retificador *boost* (*PFC*), opera da mesma forma que o conversor *boost* convencional, porém neste caso a tensão de entrada possui o formato de uma sinusóide retificada. O *PFC* Monofásico, como mostrado na Figura 6, é frequentemente usado em topologia conversor CC-CC elevador, onde é atribuído entre a alimentação V_s e o capacitor de barramento CC Cd. Por meio da modulação por largura de pulso no *MOSFET* ou *IGBT*, em uma frequência de chaveamento constante, a corrente i_L no indutor L_d é formada para obter a forma de onda completa retificada, similar a $V_s(t)$. Pela equação 3 define-se:

$$i_L(t) = i_L |\text{sen } \omega t| \quad (3)$$

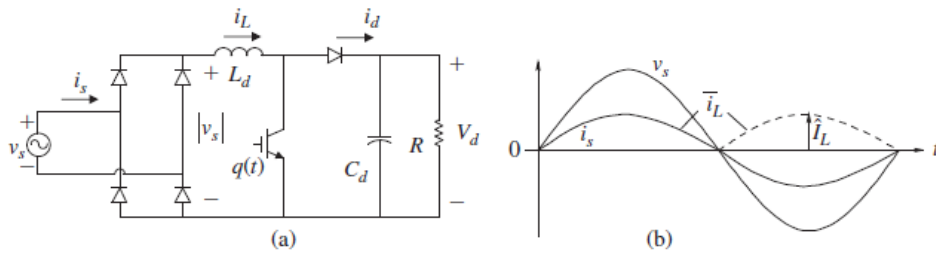


Figura 6: Circuito PFC e formas de onda.
 Fonte: Mohan,(2014) p. 117

A corrente do indutor i_L possui grande ondulação na frequência de chaveamento, que é retirada por um filtro. A corrente de entrada i_s na Figura 6b se torna senoidal e fica em fase com a tensão de alimentação.

No conversor elevador, é necessário que a tensão no barramento CC V_d seja maior do que o pico da tensão de alimentação V_s :

$$V_d > V_s \quad (4)$$

Na Figura 7 é mostrado o modelo médio do conversor elevador no modo de condução contínua CCM com $i_L > 0$ a todo o momento. É desprezada a queda de tensão no indutor e assume-se que a tensão no capacitor seja simplesmente CC. É mostrada a razão de trabalho da chave na equação 7.

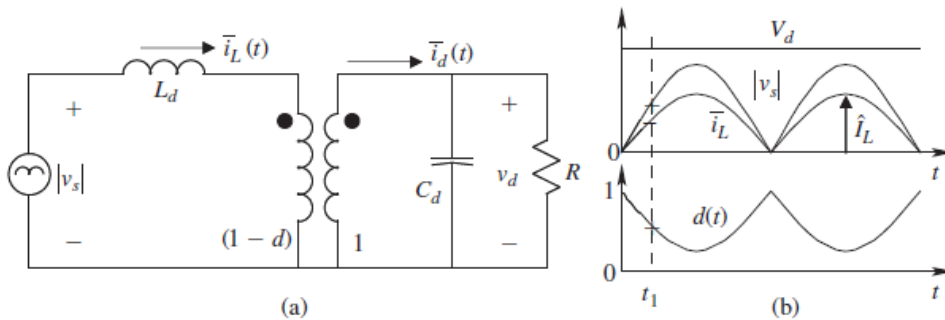


Figura 7: Modelo Médio em CCM ($i_L(t) > 0$) e formas de onda.
 Fonte: Mohan, 2014 p. 117

A relação da razão de transferência de tensão no conversor elevador é definida nas seguintes equações:

$$\frac{V_d}{|V_s|} = \frac{1}{1 - d(t)} \quad (5)$$

$$1 - d(t) = \frac{V_s |\text{sen } \omega t|}{V_d} \quad (6)$$

$$d(t) = 1 - \frac{V_s |\text{sen } \omega t|}{V_d} \quad (7)$$

Sendo:

- $1 - d(t)$: mostra que a chave varia senoidalmente em cada semiciclo da frequência fundamental, independente do valor da corrente do indutor.

A corrente que circula no indutor é definida para ser $i_L(t) = I_L |\text{sen } \omega t|$. Entretanto, a corrente $i_d(t)$ pode ser calculada por meio da razão de espiras de um transformador ideal, como demonstrado na equação 8.

$$i_d(t) = (1 - d)i_L(t) = (1 - d)I_L |\text{sen } \omega t| \quad (8)$$

2.5 Conversor Intercalado (*Interleaved PFC*)

Sistemas PFC intercaldos – *boost Interleaved PFC* consistem na associação de dois ou mais conversores *boost* em paralelo operando com defasagem no tempo, mas ainda assim, operando da mesma forma conceitual que é abordada nos tópicos 2.3 e 2.4 deste trabalho. Isso traz a enorme vantagem de se poder dividir a potência total do arranjo entre as fases, diminuindo o tamanho físico dos componentes passivos, perdas por condução e cancelamento das componentes PWM em função do chaveamento. Mohan 2014, afirma que, em geral n destes conversores podem ser usados, com fases de operação deslocadas, seguindo a relação de período de chaveamento dividido pelo número total de conversores, equação 9.

$$T \text{ por conversor} = \frac{T \text{ total}}{\text{numero de fases (conversores)}} \quad (9)$$

- Onde T é o período da frequência de chaveamento do conversor intercaldado.

Segundo O'Loughlin (2013) da Texas Semicondutor, em sistemas de alta potência, associar conversores em modo intercaldado se torna uma obrigação para redução das componentes harmônicas de linha, redução do tamanho físico do indutor *boost* e da corrente de ondulação no capacitor da saída. Ainda segundo ele, isso é conseguido em função do cancelamento que é gerado intercaldando os conversores, uma vez que esses operam em defasagem. A figura 8 evidencia o estágio de potência com duas fases intercaldadas.

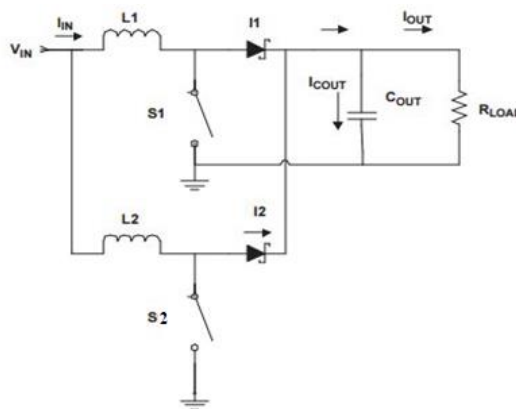


Figura 8: – Arranjo Interleaved PFC de duas fases

Fonte: O'Loughlin (2013 p. 2)

A figura 9 evidencia as formas de onda no arranjo intercaldado. A defasagem de 180° entre a fase superior e inferior traz a resultante minimização das componentes harmônicas de chaveamento e *ripple* de saída, aumentando significativamente a eficiência total do conjunto.

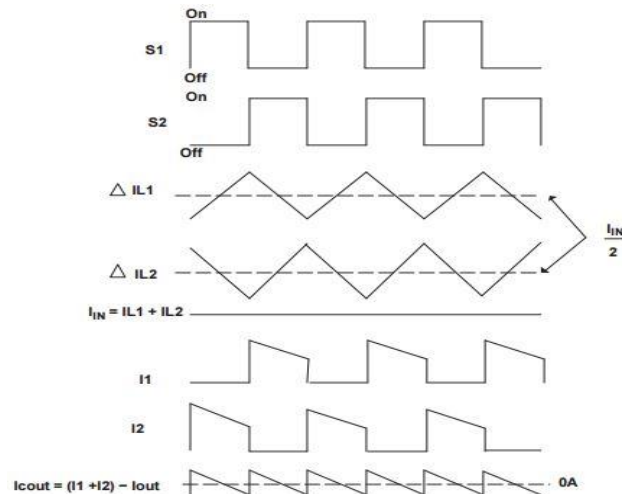


Figura 9: Formas de onda no arranjo interleaved PFC
Fonte: O’Loughlin (2013) p. 2

2.6 IEC61000-3-2 (2009)

A norma IEC61000-3-2 (2009) estipula limites para as componentes harmônicas em equipamentos com corrente nominal igual ou menor que 16 A por fase. Estes limites segundo Leão, Sampaio e Antunes 2014, referem-se a equipamentos elétricos e eletrônicos conectados a sistemas de distribuição públicos em corrente alternada, de baixa tensão em 220/380V, 230/400V e 240/415V, operando em 50 ou 60 Hz. Os equipamentos são classificados e agrupados em quatro classes distintas, considerando os critérios do comitê IEC. Tabelas 1 e 2.

Os equipamentos classe B têm valores harmônicos máximos iguais aos valores definidos para os equipamentos classe A multiplicado por 1,5.

Segundo Leão, Sampaio e Antunes 2014, equipamentos classe C com potência menor que 25 W, conteúdos de terceira e quinta harmônicas da corrente não devem exceder 86% e 61% da corrente fundamental. O limite harmônico dos equipamentos classe A e B é constante independente da potência do equipamento desde que seu consumo represente menos que 16 A por fase. Equipamentos classe C e D têm limites harmônicos proporcionais ao nível de potência do equipamento.

Tabela 1: Classificação de equipamentos (IEC 61000-3-2, 2009).

Classe A	- Equipamentos trifásicos equilibrados - Aparelhos domésticos, exceto os classe D - Ferramentas, exceto as portáteis - Dimmers para lâmpadas incandescentes - Equipamentos de áudio - Todo equipamento não classificado como B,C e D.
Classe B	- Ferramentas Portáteis - Equipamentos de solda a arco que não seja profissional
Classe C	- Equipamentos de iluminação para potencias acima de 25W.
Classe D	- Computadores e monitores de PC - Aparelhos de televisão

Nota: Potência de entrada $75 < P < 600\text{W}$. Não há limites para $P < 75\text{ W}$.
--

Tabela 2: Limites de Harmônicas de corrente (IEC 61000-3-2, 2009).

Harmônicos [n]	Classe A [Corrente em A]	Classe B [Corrente em A]	Classe C [% da corrente fundamental] $P > 25\text{W}$	Classe D [mA/W] $75 < P < 600\text{W}$
		Harmônicos Impares		
3	2.30	3.45	$30 \cdot f_p$	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$	$0.225 \times 15/n$	3	$3.85/n$
		Harmônicos Pares		
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$	$0.345 \times 8/n$	-	-

3 Resultados e discussões

3.1 Análise Prática

A validação dos conceitos aqui abordados é feita avaliando-se através de um analisador de qualidade de energia AEMC Power Pad III 8336 e de um osciloscópio Tektronix TDS1012C-EDU. Todas as correntes foram mensuradas através de dois sensores de efeito hall LEM LA 25-NP. O protótipo *boost Interleaved* é configurado como pré-regulador de fator de potência, PFC, frente as normativas IEC61000-3-2 (2009) para equipamentos Classe D que caracterizam a maior área de aplicação desta solução em baixa potência. Esse foi construído manualmente seguindo as diretrizes de projeto que constam na folha de dados e na nota de aplicação do circuito integrado de controle UCC28060, que contemplam a execução de uma estrutura *interleaved PFC* operando em modo de condução crítico, com aplicações voltadas à indústria eletroeletrônica. A tabela 3 evidencia os parâmetros de projeto do conversor e as figuras 10, 11 e 12 demonstram o esquema elétrico parcial, protótipo montado e a bancada de testes. Como chaves foram utilizadas dois mosfets IRF840 e dois diodos ultrarrápidos MSR1560. Os indutores foram construídos com núcleo de liga metálica Sendust.

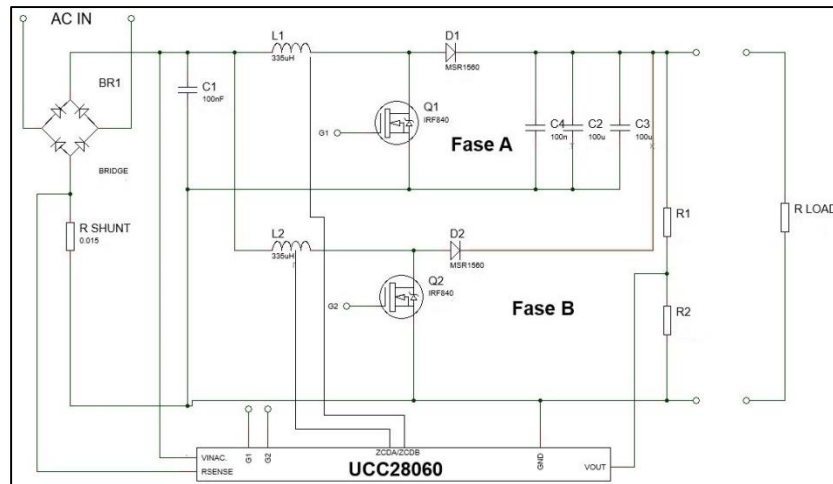


Figura 10: Esquema elétrico parcial do protótipo construído
 Fonte: Os autores, 2018.

Tabela 3 – Parâmetros de dimensionamento do conversor

V IN	Tensão de Entrada AC RMS	85 ~ 265V
V OUT	Tensão de Saída DC	390V
f Linha	Frequência de linha	47 ~ 63Hz
pf min	Fator de Potencia mínimo	0.90
POUT max	Potencia de Saída Máxima	300W
η min	Rendimento mínimo	92%
fsw	Frequência de Chaveamento	45Khz

Fonte: Texas Instruments, UCC28060 Natural Interleaving – Adaptado (2007 p.24)



Figura 11: Protótipo construído
 Fonte: Os autores, 2018.



Figura 12: Montagem prática em laboratório
 Fonte: Os autores, 2018.

Os resultados foram coletados em tempo real, através do software Dataview, que compõe o analisador em interação com o computador. Um arranjo de 100W de potência composto por lâmpadas incandescentes serviram como carga na saída do conversor. A abordagem inicial desta análise é feita sobre as formas de onda da tensão e corrente na entrada do conversor. A figura 13 exibe a componente de corrente distorcida em relação à tensão de entrada senoidal antes da habilitação do circuito de controle UCC28060.

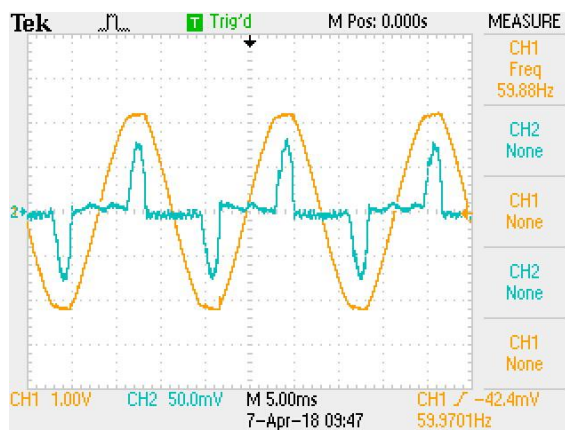


Figura 13: Formas de onda –Tensão e Corrente de entrada do conversor (Tensão em Amarelo. Corrente em azul).

Fonte: Os autores, 2018.

A seguir, a figura 14, após a habilitação do circuito de controle o conversor passa a seguir a referência senoidal replicando em sua entrada uma forma de onda de corrente com mesma natureza da tensão que alimenta o conjunto. As componentes se apresentam com defasamento nulo evidenciando a maximização de potência ativa e fator de potência próximo a unidade.

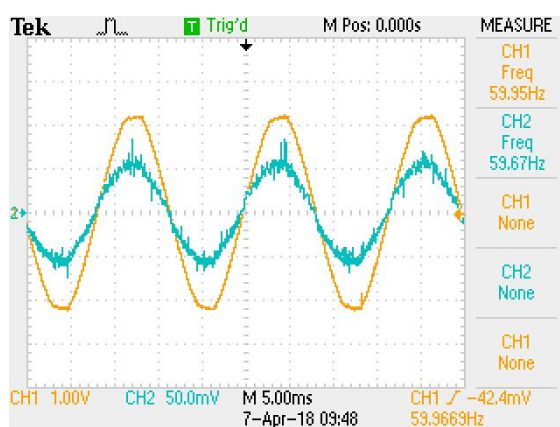


Figura 14: Formas de onda – Tensão e Corrente de entrada do conversor pós habilitação do circuito de controle.

Fonte: Os autores, 2018.

A natureza do fator de potência próxima a unidade e os respectivos valores de potência são apresentados a seguir, capturados através do analisador AEMC 8336, figuras 15 e 16.

Channel	Col...	Latest	Cursor MIN	Cursor AVG	Cursor MAX	Window MIN	Window AVG	Window MAX
PF1		0,992	-0,804	-0,74	-0,676	-0,992	0,845	0,993
PFT		0,992	-0,804	-0,74	-0,676	-0,992	0,845	0,993
Cos φ1 (DPF)		0,994	-0,985	-0,985	-0,985	-0,998	0,871	0,997
Cos φT (DPF)		0,994	-0,993	-0,993	-0,993	-1	0,872	1

Figura 15: Fator de potência via Dataview
 Fonte: Os autores, 2018.

Channel	Col...	Latest	Cursor MIN	Cursor AVG	Cursor MAX	Window MIN	Window AVG	Window MAX
P1 (W)		106 W	106 W	107 W	107 W	-26,09 kW	3,675 kW	52,02 kW
PT (W)		106 W	106 W	107 W	107 W	-26,09 kW	3,675 kW	52,02 kW
P1 DC (W)		---	---	---	---	---	---	---
PT DC (W)		---	---	---	---	---	---	---
Q1 (var)		-12 var	-13 var	-11 var	-10 var	-4,852 kvar	-292 var	2,889 kvar
QT (var)		-12 var	-13 var	-11 var	-10 var	-4,852 kvar	-819 var	2,889 kvar
D1 (var)		7 var	58 var	60 var	61 var	0 var	1,137 kvar	35,52 kvar
DT (var)		7 var	58 var	60 var	61 var	0 var	3,23 kvar	35,52 kvar

Figura 16: Potências via Dataview
 Fonte: Os autores, 2018.

O consumo de 106W de potência ativa evidencia uma eficiência de 94% do conversor. A figura 17 evidencia as componentes PWM nos gates dos Mosfets em regime estacionário. O modo de operação com defasagem de 180 (graus) caracteriza o conversor intercalado de duas fases.

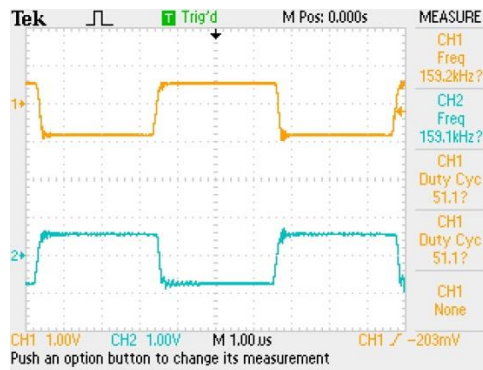


Figura 17: Formas de Onda nos gates dos Mosfets da fase A e fase B.
 Fonte: Os autores, 2018.

Por meio da figura 18 pode-se visualizar o ciclo de carga do indutor da Fase A em função da razão cíclica, *duty cycle*, do Mosfet que compõe esta fase, característica do conversor Boost, onde durante o intervalo de condução D o indutor se carrega e durante o intervalo 1-D, chave em corte, esse se descarrega sobre a carga.

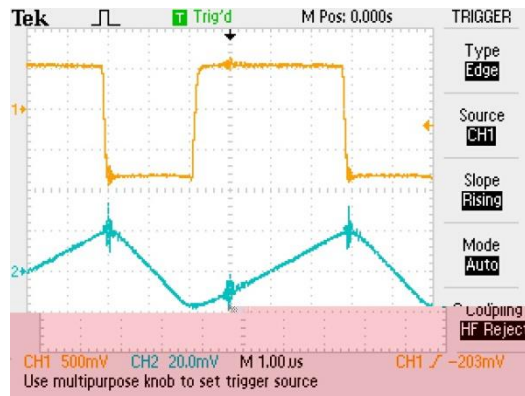


Figura 18: Ciclo de carga e descarga do indutor da fase A em função do ciclo de trabalho do Mosfet.
Fonte: Os autores, 2018.

A figura 19 evidencia o ciclo de carga e descarga dos indutores das fases A e B. A figura 20 demonstra a minimização *ripple* de corrente na entrada do conversor em comparação com a corrente no indutor da fase B.

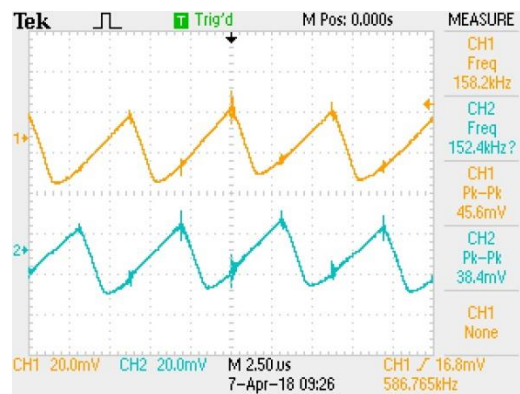


Figura 19: Formas de Onda de corrente nos indutores das fases A em amarelo e fase B em azul.
Fonte: Os autores, 2018.

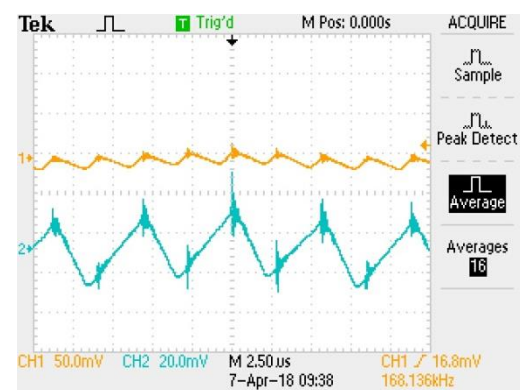


Figura 20: Formas de Onda da corrente de entrada em amarelo e da corrente do indutor Fase B.
Fonte: Os autores, 2018.

Por critério de norma o retificador em teste é classificado como classe D dentro da IEC61000-3-2 (2009). Esta norma estipula um limite de 3,40 mA/W de terceira harmônica e 1,90 mA/W de quinta harmônica para potências compreendidas entre 75W e 600W. A tabela 4 traz os limites estipulados pela IEC61000-3-2, (2009) para uma carga classe D com potência

igual à mensurada no protótipo com conteúdo até a trigésima nona harmônica. A figura 21 exhibe o espectro harmônico da corrente de entrada do conversor em teste, mensurado através do analisador de qualidade de energia.

Tabela 4: Parâmetros de dimensionamento do conversor

Ordem da Harmônica n	IEC61000-3-2 Limites para equipamentos classe D com potência de 106 W (igual à potência do protótipo)
3	360,4 mA
5	201,4 mA
7	106 mA
9	53 mA
11	37,1 mA
13	31,4 mA
$15 \leq n \leq 39$	$27,2 \leq n \leq 10,46$ mA



Figura 21: Espectro harmônico da corrente

3.2 Discussão dos resultados

O objetivo deste trabalho contemplou a análise prática do conceito de correção do fator de potência de uma estrutura retificadora. Os resultados em laboratório comprovaram a eficiência e funcionalidade desta estrutura utilizada para o propósito especificado. A distorção harmônica ficou abaixo de 2%, a corrente de entrada foi conformada em natureza senoidal, e, em fase com a tensão AC de entrada do arranjo retificador. O fator de potência da ordem de 0,998 comprova que o objetivo do trabalho em questão foi alcançado. A estratégia de intercalar dois conversores trouxe a vantagem de se minimizar o *ripple* de alta frequência na entrada do conversor, minimizando assim a densidade do filtro de entrada requerido para um conversor fase simples de mesma potência. Sob teste o conversor apresentou consumo de 106 W, que determina um limite de 360,4 mA em terceira harmônica e 201,4 mA em quinta harmônica. Na figura 20 foi possível visualizar que o conteúdo de terceira e quinta harmônicas esteve abaixo de 50 mA, e proporcionalmente todas as demais harmônicas estiveram muito abaixo do limite

estabelecido em norma, evidenciando a eficácia da técnica de retificação em alto fator de potência através do conversor Boost.

4 Conclusão

A utilização de estratégias de correção de fator de potência a nível eletrônico tornou-se uma obrigação a ser seguida por grandes corporações e fabricantes de dispositivos eletrônicos, em seus mais diversificados segmentos, e que se utilizam de técnicas de conversão estática para gerenciamento de potência em respeito a normativas internacionais como a IEEE, ANSI, e IEC. Um número expressivo de produtos eletrônicos fabricados devem cumprir requisitos normativos internacionais de emissões e imunidade às implicações em nível da qualidade de energia. Verificou-se por meio da análise dos resultados o quão positivo representa para o sistema elétrico a técnica de retificação em alto fator de potencia integrada a aparelhos eletroeletrônicos. Estas representam um número expressivo de cargas que compõem um sistema elétrico. Com a preocupação crescente dos distúrbios e os efeitos provocados por cargas não lineares nos sistemas de energia, pesquisadores tem buscado aprofundamento em estudos e pesquisas, com finalidade de conhecer a magnitude, características e técnicas de otimização dos fenômenos inerentes a estas cargas. Limitações em termos de componentes harmônicas na corrente e conseqüentemente na tensão, devem ser impostas com o objetivo de se zelar pela qualidade de energia. A maximização do fator de potencia observada através da técnica empregada neste trabalho trouxe como benefício otimização em eficiência e qualidade de energia quando integrada a um dispositivo eletroeletrônico.

5 Referências

BARBI, I. Retificadores Monofásicos com Correção Ativa do Fator de Potência Empregando o Conversor Boost. Santa Catarina: UFSC, 2015.

IEC61000-3-2 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase), 2009, p.8. Disponível em:<www.iec.ch>.

LANGE, A. B., Retificador PFC Monofásico bridgeless – Três níveis de alto desempenho. 2012. 232 f. Tese de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.

LEÃO, R. P. S., SAMPAIO, R. F., ANTUNES, F.L. M. Harmônicos em Sistemas Elétricos. 1. Ed. Rio de Janeiro: Elsevier Editora Ltda, 2014. 354 p.

MOHAN, N. Eletrônica de Potência. Curso Introdutório. São Paulo: LTC, 2014. 270 p.

O'LOUGHLIN, M. 350-W, Two-Phase Interleaved PFC Pre-Regulator Design Review. TEXAS INSTRUMENTS. Texas, 2013.

PETRY, C. A., Introdução aos conversores CC-CC. Instituto de Eletrônica de potência – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2001.

RAHMAN, S. A., STUCKLER, F., SIU, K., PFC Boost Converter design guide. INFENION. Singapore, 2016.

TEXAS INSTRUMENTS. UCC28060 Natural Interleaving™ DUAL-PHASE TRANSITION-MODE PFC CONTROLLER.

Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28060.pdf>>. Acesso em 15 nov. 2017.

TURCHI, J., DALAL, D., WANG, P., JENCK, L. Power Factor Correction (PFC) Handbook. Choosing the high power factor Controller Solution – HBD853/D. Rev. 5. ON SEMICONDUCTOR, 2011.