

Aplicação do Conversor SEPIC como Regulador de Tensão em Reatores Eletrônicos com Entrada Universal

SEPIC Usage as Voltage Regulator in Universal Input Electronic Ballasts

Leonam V. Hemann, lvhemann@gmail.com

Maikel F. Menke

Ricardo N. Marchesan

Alexandre F. Ferreira

Álysson R. Seidel

Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS

Submetido em 10/05/2016

Revisado em 20/07/2016

Aprovado em 10/08/2016

- **Resumo:** Neste trabalho, é apresentada a análise e comparação de dois métodos de regulação da tensão de saída do conversor SEPIC empregado para correção de fator de potência, operando com tensão de entrada universal (85 - 265 V_{RMS}). O primeiro método consiste na regulação de tensão através da modulação por largura de pulso. No segundo método, a regulação da tensão de saída é realizada através da variação da indutância equivalente do conversor, implementada com o emprego do regulador magnético.

Palavras chave: Conversor SEPIC, Regulador Magnético, Indutância Variável.

Abstract: This work presents an analysis and comparison of two voltage regulation methods employed with SEPIC power factor correction for universal utility line voltage (85 – 265 V_{RMS}). The first stage regulates the output voltage using pulse width modulation technique. The second method regulates the output voltage through a magnetic regulator employing a variable equivalent inductance of the SEPIC converter.

Keywords: SEPIC Converter, Magnetic Regulator, Variable Inductance

1 Sistemas de Iluminação Artificial

Sistemas de iluminação artificial (SIA) são temas de inúmeras pesquisas nos últimos anos e compreendem a seleção e desenvolvimento de projetos adequados de conversores que alimentem adequadamente as lâmpadas empregadas. Recentemente houve grande avanço tecnológico, permitindo o desenvolvimento de novos tipos de lâmpadas, ou a evolução das lâmpadas já existentes.

SIA baseados nas lâmpadas fluorescentes (LFs), são bem difundidos mundialmente. Por outro lado, com a rápida consolidação das fontes luminosas baseados nos diodos emissores de luz, os LEDs, as LFs estão sendo gradativamente substituídas. Essa substituição ocorre principalmente na iluminação residencial, onde usualmente as lâmpadas fluorescentes compactas (CFL – *Compact Fluorescent Lamps*) são utilizadas. No entanto, considerando as LFs modernas, que apresentam características que as mantêm competitivas no mercado, tais como as LFs tubulares T5 de alta eficiência (HE) e de maior vida útil comparadas as LFs tubulares convencionais T8. Dessa forma, tem sido realizado investigações de novas topologias, ou melhoramento das topologias existentes de reatores eletrônicos (REs), responsáveis pelo correto acionamento das LFs para adequar a realidades dessas LFs.

Os REs são responsáveis por adequar os níveis de tensão e corrente obtidos da rede elétrica, para as condições necessárias para efetuar o correto acionamento das LFs.

Por outro lado, a funcionalidade do RE vem sendo incrementada com o avanço da eletrônica de potência e sistemas digitais. Sendo que, o RE que apresentar inteligência incorporada, acompanhando a evolução dos equipamentos “inteligentes”, torna-se mais atrativo e competitivo no mercado. REs com estas características apresentam funcionalidades adicionais, como operação com tensão de entrada universal, reconhecimento de lâmpadas, reconhecimento e controle da intensidade luminosa do ambiente, comunicação com dispositivos ligados à rede mundial de computadores.

No entanto, estas funcionalidades exigem que os estágios do RE estejam aptos a operar sob diferentes condições de tensão de entrada ou potência de saída. Assim, a investigação e avaliação da melhor topologia para compor cada estágio do RE, bem como, avaliação do melhor método de regulação/controle dos estágios deve fazer parte do estudo de reatores eletrônicos.

Neste artigo o estudo de diferentes métodos de regulação da tensão de saída do conversor SEPIC como estágio de correção de fator de potência (CFP) é analisado e comparado, especificamente para o caso do RE com tensão de entrada universal ($85 - 265 V_{rms}$). O método tradicional de modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) é comparado com uma nova aplicação de indutância variável (L_{VAR}) obtido através de um regulador magnético. A abordagem deste trabalho é voltada para análise comparativa desses dois modos de regulação, com base em modelos matemáticos e resultados de simulação.

2 Conversor SEPIC como CFP

Dentre os conversores estáticos CC-CC, o conversor SEPIC, apresenta características que o tornam atrativos para a correção do fator de potência, como um indutor na entrada do conversor (L_1), embora apresente dois componentes passivos extras. Este conversor pode operar como elevador ou abaixador de tensão. A Figura 1 apresenta o esquemático do conversor.

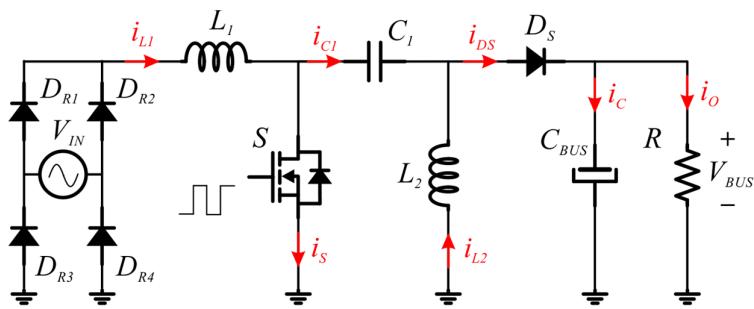


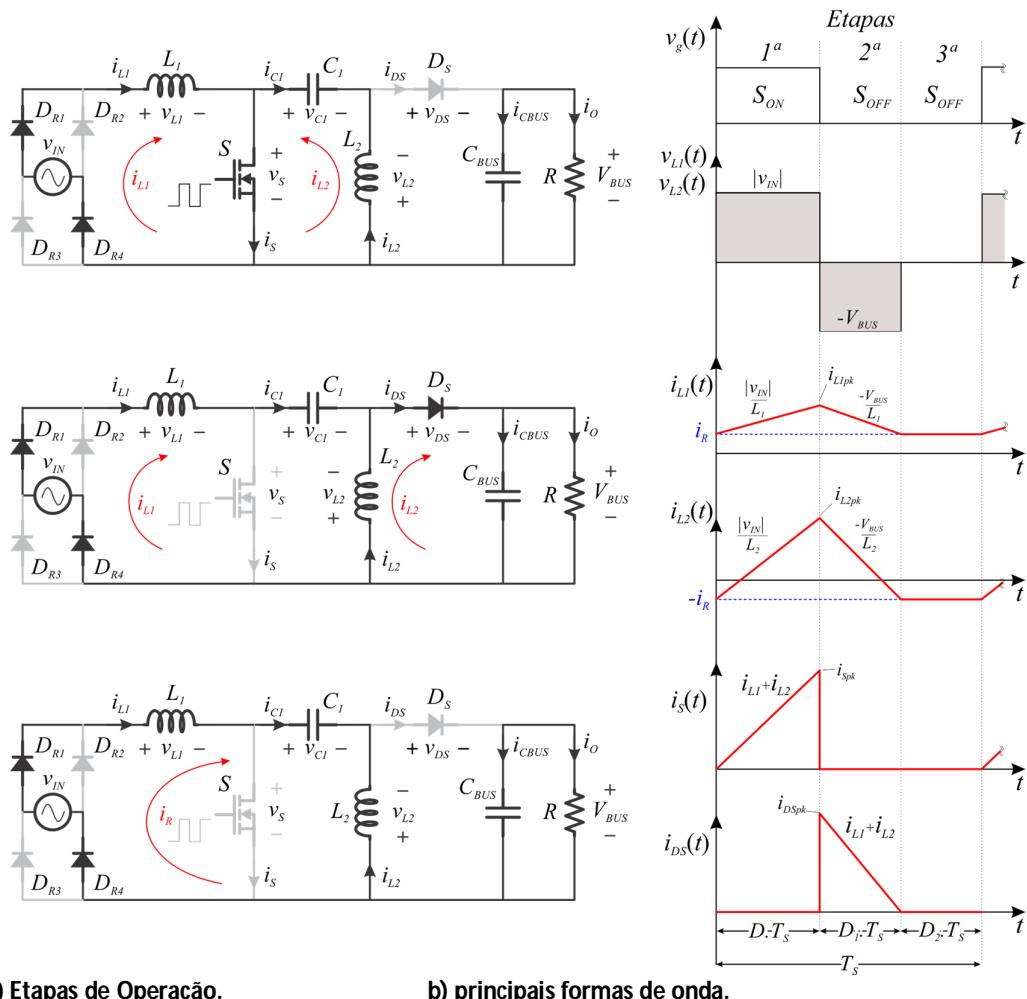
Figura 1 - Topologia do conversor SEPIC como CFP

Os conversores apresentam a possibilidade de operar em três modos distintos de condução de corrente: o modo de condução contínuo de corrente MCC modo de condução descontínuo de corrente MCD e modo de condução crítica de corrente MCCrt. Neste conversor utilizou-se o modo MDC, que apresenta boa estabilidade, porém maior corrente eficaz nos semicondutores.

2.1 Etapas de Operação do Conversor SEPIC em MCD

As etapas de operação do conversor SEPIC em MCD, são apresentadas na Figura 2. Estas etapas de operação são analisadas para um período de operação T_S .

A Figura 2(a) apresenta as etapas e a Figura 2(b) mostra as formas de onda correspondentes.



a) Etapas de Operação.

b) principais formas de onda.

Figura 2 - Conversor SEPIC: (a) Etapas de operação do modo MCD; (b) respectivas formas de onda principais.

As etapas de operação podem ser divididas da seguinte maneira:

1^a Etapa: Nesta etapa a chave S está em condução e o diodo D_S está bloqueado. A tensão de entrada é aplicada sobre os indutores L_1 e L_2 . Assim, ocorre um acréscimo das correntes i_{L1} e i_{L2} dada pela taxa de $|v_{IN}|/L_1$ e $|v_{IN}|/L_2$. A corrente em S , $i_s(t)$ é dada pela soma das correntes de i_{L1} e i_{L2} . O aumento de $i_s(t)$ é dado pela taxa de $|v_{IN}|/L_{eq}$, sendo L_{eq} igual ao paralelo de L_1 e L_2 . C_{BUS} alimenta a carga R .

2^a Etapa: S está bloqueado, D_S entra em condução. A tensão V_{BUS} , invertida, é aplicada sobre L_1 e L_2 , consequentemente i_{L1} e i_{L2} decrescem na taxa de V_{BUS}/L_1 e V_{BUS}/L_2 . A corrente de D_S ($i_{DS}(t)$) é a soma das correntes i_{L1} e i_{L2} . Como o modo de operação é MCD, a corrente $i_{DS}(t)$ deve chegar a zero antes do novo período T_s . A carga R recebe a energia de V_{BUS} que havido sido armazenada na etapa anterior.

3^a Etapa: Quando $i_{DS}(t)$ é igual a zero, inicia-se a última etapa de operação. Nesta etapa, D_S e S estão bloqueados, e a tensão sobre L_1 e L_2 é nula. Somente a corrente residual i_R é verificada nos indutores.

3 Análise dos Métodos de Regulação da tensão de Saída

O objetivo do emprego de conversores CC-CC é a manutenção da tensão de saída constante independente da variação da tensão de entrada, dentro de uma determinada faixa. Para isso, é necessário implementar uma malha de controle que atue no conversor, de modo a compensar as variações da tensão de entrada.

A Figura 3 ilustra o diagrama de blocos de um sistema malha fechada utilizando os controles *feedforward* e *feedback*. O objetivo deste trabalho é avaliar diferentes modos do modulador atuar sobre a planta.

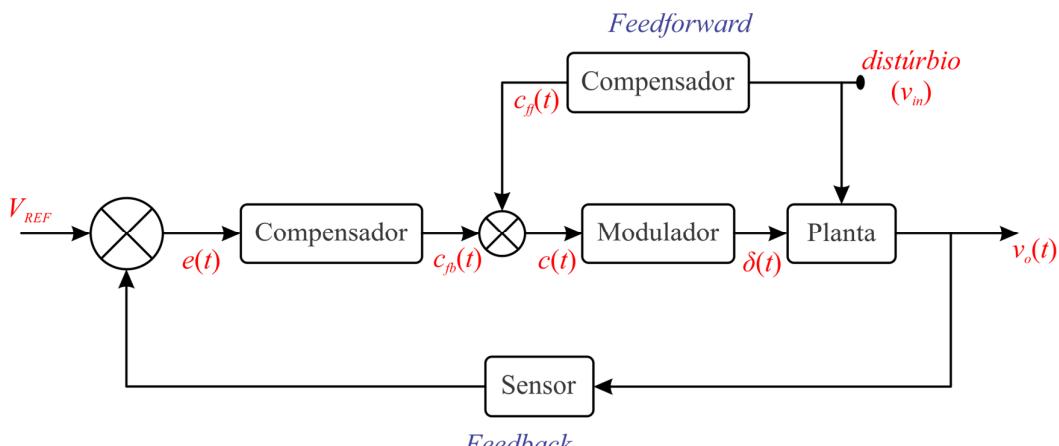


Figura 3 - Diagrama de blocos de um sistema controlado.

Usualmente em conversores CC/CC, operando com tensão de entrada universal, o modulador PWM é utilizado. Entretanto, neste trabalho será analisada a possibilidade de realizar-se o controle do conversor através da variação da indutância equivalente do conversor.

3.1 Regulador Magnético

Neste trabalho a variação da indutância é realizada com o método apresentado trabalho por Hu *et al.* 2012, a partir de um indutor com uma configuração semelhante à Figura 4. Nesta figura o enrolamento N_L corresponde ao enrolamento principal, responsável pela transferência de potência. O enrolamento N_C corresponde ao enrolamento de controle da indutância.

O método consiste na variação do ponto de operação na curva BxH do indutor, como apresentado na Figura 5 explorando a diferença de indutância equivalente nestes pontos. A variação do ponto de operação é realizada pela injeção de um fluxo contínuo (Φ_C). Φ_C é controlado por uma corrente contínua em um enrolamento secundário.

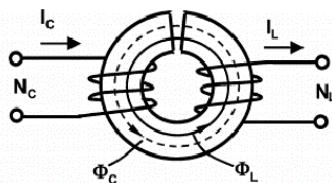


Figura 4 - indutor variável Adaptado de Hu *et al.* 2012.

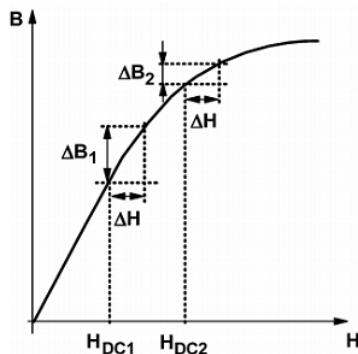


Figura 5 - curva histerese. Adaptado de Hu *et al.* 2012.

3.2 Métodos de Regulação do Conversor

Em (1) define-se a potência média de entrada P_{IN} do conversor SEPIC operando em MCD. A partir desta equação é possível notar que a potência de saída pode ser controlada pela variação dos parâmetros D , L_{eq} e f_s . A variação de f_s torna a análise de interferências irradiadas e conduzidas mais complexa,

tornando mais vantajoso a operação em uma frequência fixa e variação de D e L_{eq} .

$$P_{IN} = \langle P_{IN} \rangle = \frac{D^2 V_{inpk}^2}{2L_{eq}f_s} \quad (1)$$

A Figura 6 mostra o diagrama do fluxo de potência do conversor SEPIC. Considerando o conversor ideal, a potência de entrada é correspondente a potência de saída. Assim, considera-se $P_{IN} = P_{OUT} = P_R$.

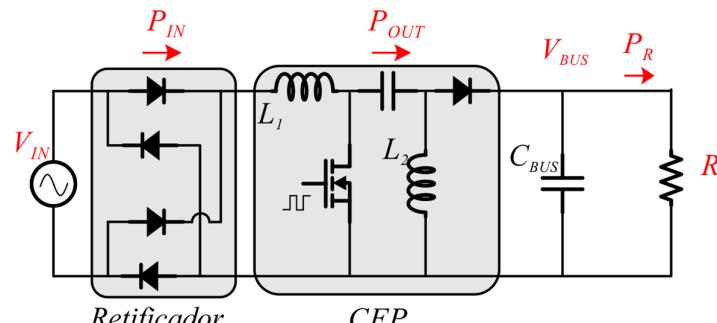


Figura 6 - Diagrama do fluxo de potência no SEPIC como CFP.

Para o controle da potência do conversor, obtém-se (2) a partir de (1). Esta equação relaciona a razão cíclica necessária $D(V_{inrms})$ para uma dada potência P_{IN} com uma dada tensão de entrada V_{inrms} .

$$D(V_{inrms}, L_{eq}) = \sqrt{\frac{4P_{IN}L_{eq}f_s}{(V_{inrms}\sqrt{2})^2}} \quad (2)$$

Do mesmo modo, resolvendo (1) para obter L_{eq} , é possível obter a (3), a qual define a indutância equivalente L_{eq} necessária para que a P_{IN} seja constante em função da variação de V_{inrms} .

$$L_{eq}(V_{inrms}, D) = \frac{D^2(V_{inrms}\sqrt{2})^2}{4P_{IN}f_s} \quad (3)$$

3.3 Análise dos Métodos de Controle para Entrada Universal

Considerando uma aplicação típica de acionamento de lâmpadas fluorescentes, uma potência de saída de 28 W e frequência de comutação de 50 kHz foram especificadas.

A Figura 7 mostra o gráfico obtido a partir de (2), para diferentes valores de L_{eq} . A fronteira entre os modos de operação também é mostrada no gráfico. Para a operação em modo MCD é necessário que a curva se mantenha abaixo da curva de fronteira (D_C). Pode-se observar na Figura 5 que para V_{IN} entre 85 V_{RMS} e 265 V_{RMS} o máximo valor permitido de L_{eq} é 1,5 mH. Caso contrário, ...

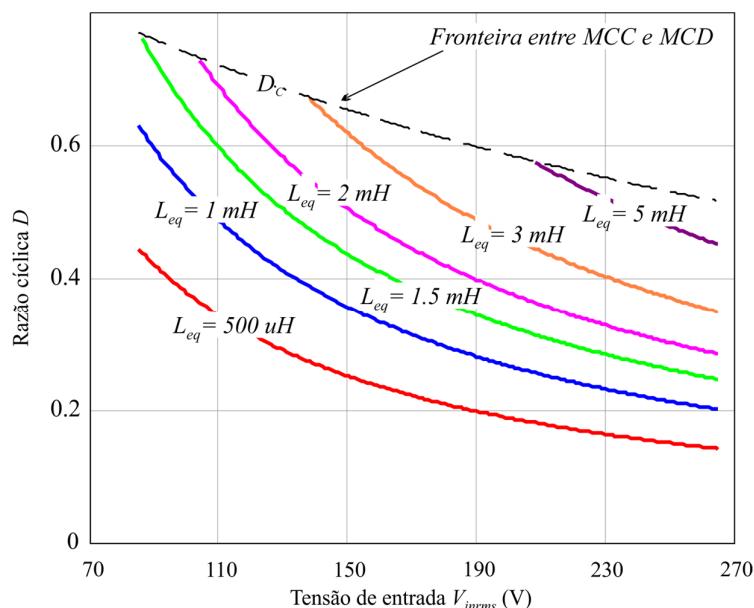


Figura 7 – Razão cílica em função da tensão de entrada. Para 28 W, 50 kHz.

Na Figura 8 é apresentada a variação de L_{eq} para o controle do conversor. L_{eq} é analisado para diferentes razões cílicas. Verifica-se que é possível controlar a potência de entrada em função da variação do L_{eq} .

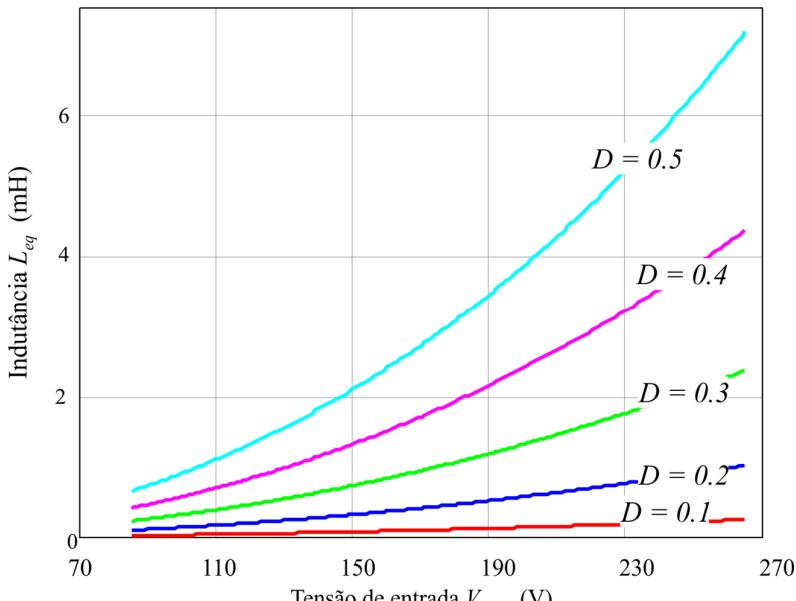


Figura 8 – Indutância equivalente em função da tensão de entrada. Para 28 W, e 50 kHz.

Entretanto, com base na Figura 6, deve-se avaliar a faixa de variação da indutância para que P_{IN} seja controlada. O valor de L_{VAR} é projetado para ter sua máxima indutância com corrente de controle nula do regulador magnético, reduzindo sua indutância conforme o aumento da corrente de controle. Por outro lado, devido a saturação que pode ocorrer no núcleo magnético, a indutância não pode ser reduzida idealmente a zero. A máxima indutância obtida é de aproximadamente 80 %, em Perdigão, 2011.

A variação da indutância é dada pela equivalência de L_1 e L_2 em paralelo. O projeto de L_1 é dependente da ondulação da corrente de entrada. Desta forma, para o conversor SEPIC, a regulação é implementada através da variação da indutância L_2 .

Assim, o valor da indutância L_2 controle do conversor é definida em (4).

$$L_2(Vinrms, D) = \frac{L_1 L_{eq}(Vinrms, D)}{L_1 - L_{eq}(Vinrms, D)} \quad (4)$$

O valor da indutância L_1 é projetado em função da variação da corrente de entrada, apresentando valor muitas vezes maiores que L_2 , podendo atingir

uma relação de 50:1. Para avaliar a máxima variação necessária de L_2 aproxima-se o valor de L_2 por L_{eq} .

Em (5) relaciona a variação de L_2 em função de D e V_{IN} , ilustrada na Figura 9.

$$\Delta L_2(D) = \frac{L_{eq}(V_{inmax}, D)100}{L_{eq}(V_{inmin}, D)} \quad (5)$$

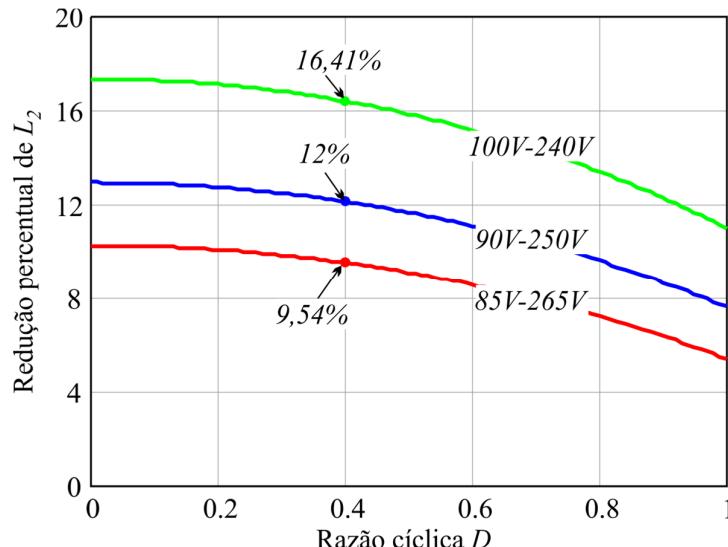


Figura 9 – Variação de L_2 , em função de D , para diferentes faixa de tensão de entrada.

Analizando a Figura 9, verifica-se que L_2 deve-se reduzir em 9.54 % do seu valor máximo. Desta forma, a variação da indutância deveria variar em torno dos 90 %. Porém, na literatura os indutores variáveis apresentam uma variação de 80 %, assim é necessário investigar a possibilidade de estender a variação até 90 % e tornar viável a implementação do controle do conversor por L_2 , para a faixa de 85 - 265 V_{rms} .

4 Projeto do Conversor SEPIC como CFP com Entrada Universal

4.1 Topologia proposta

A Figura 10 apresenta a topologia proposta do conversor SEPIC como CFP operando em MDC. Em destaque estão os sinais de leitura, tensão V_{inrms} e V_{OUT} , e os sinais de controle, S_1 e L_{eq}

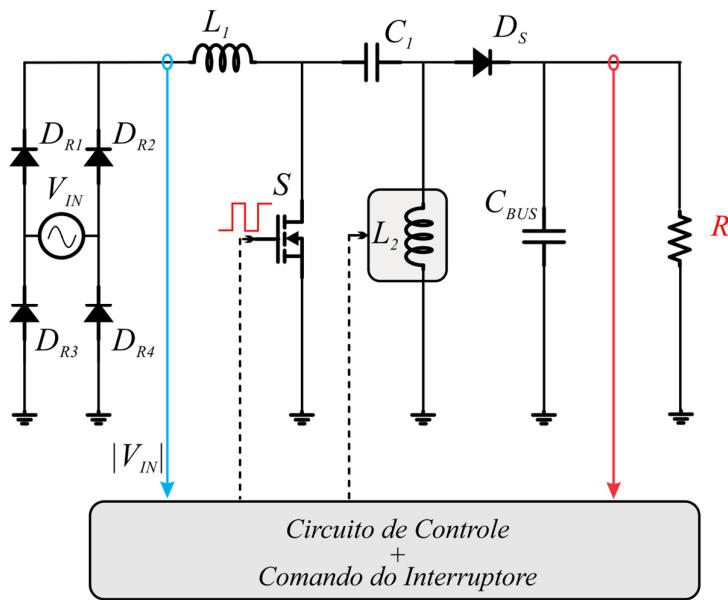


Figura 10 – Conversor SEPIC como PFC, com tensão de entrada universal.

4.2 Parâmetros de Controle do Conversor SEPIC

Considerando uma resistência de carga R constante, é possível afirmar que se V_{BUS} for constante, a potência P_R também será. Assim, é possível manter P_R constante pelo controle de P_{IN} , e o controle da tensão de barramento por D. Isso pode ser visto em (6).

$$D(V_{inrms}) = \sqrt{\frac{4P_{IN}L_{eq}f_s}{(V_{inrms}\sqrt{2})^2}} \quad (6)$$

A Figura 11, mostra a variação de D em função de V_{inrms} , tendo que o valor de P_{IN} igual a 28 W, o valor de D foi restringido a $0,2 < D < 0,62$ para os valores de máximo e mínimo de V_{IN} (85 – 265 V_{inrms}). Esta figura também apresenta a operação em MCD para toda faixa de V_{inrms} .

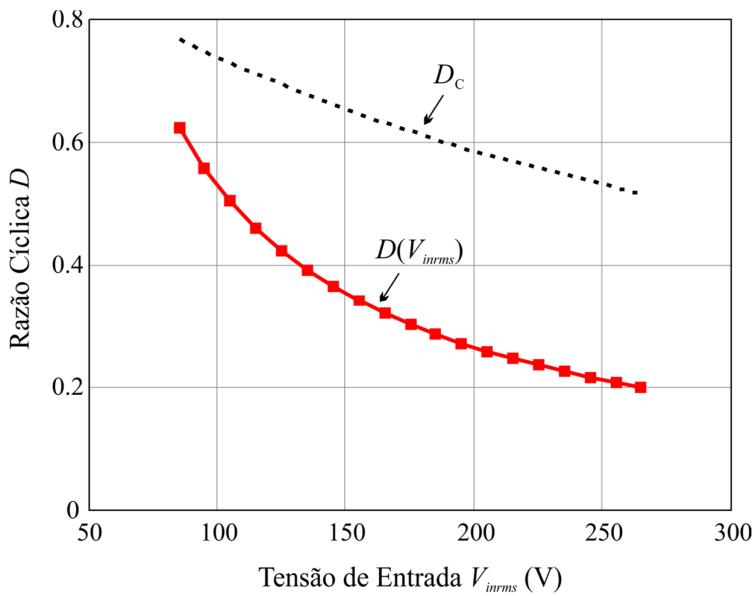


Figura 11 – Variação de D em função de V_{inrms}

Para que P_{IN} fique constante em função de V_{inrms} , é necessária a utilização de L_{eq} do conversor de acordo com (7), sendo $D_x = 0.4$, adotado por ser menor que D_c . O conversor SEPIC, apresenta dois indutores L_1 e L_2 . L_1 é projetado através da variação da corrente de entrada. Logo, para que o L_{eq} , seja implementado utiliza-se o L_2 , para que seja variado, conforme (8).

$$L_{eq}(V_{inrms}) = \frac{D_x^2 (V_{inrms} \sqrt{2})^2}{4P_{IN}f_s} \quad (7)$$

$$L_2(V_{inrms}) = \frac{L_1 L_{eq}(V_{inrms})}{L_1 - L_{eq}(V_{inrms})} \quad (8)$$

A Figura 12, mostra a variação de L_2 para o controle do conversor. Para que a potência seja regulada L_2 deve ser ajustado entre $416 \mu H$ e $4,36 mH$. Essa faixa representa uma variação de 90.5 %.

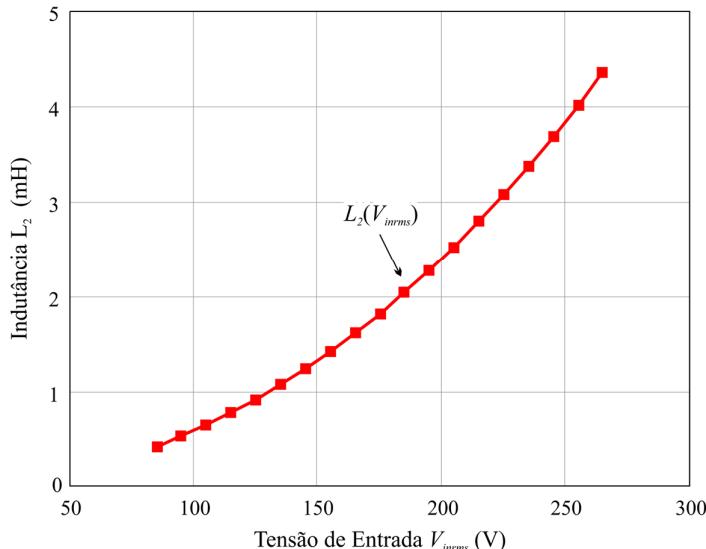


Figura 12 – Variação de L_2 em função de V_{inrms}

5 Simulação e Comparação dos Métodos

Considerando que os métodos de regulação são eficazes na sua função, obtém-se que independente de V_{IN} , a potência de P_R será constante. Para determinar a resistência para simulação é empregado (9).

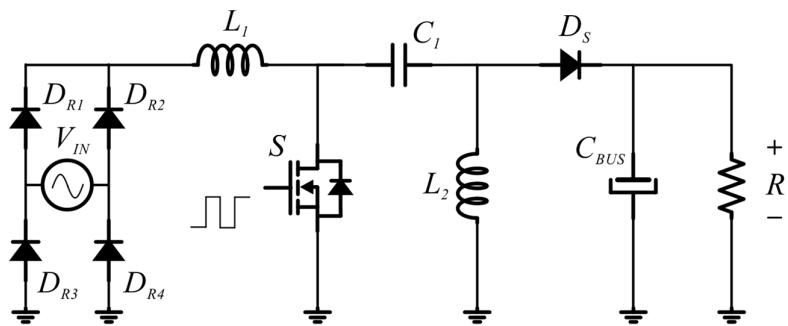
$$R = \frac{V_{BUS}^2}{P_R} = \frac{(400 \text{ V})^2}{28 \text{ W}} = 5714 \Omega \quad (9)$$

Como o objetivo é avaliação do impacto da utilização L_{VAR} no controle do conversor SEPIC como CFP, maior atenção é dada a simulação deste estágio.

5.1 Simulação do conversor SEPIC

Para a simulação e análise do conversor SEPIC como CFP utiliza-se componentes idealizados. Os valores da simulação são apresentados na Figura 13.

Inicialmente o conversor é simulado para tensão de entrada de 220 V_{RMS} , sendo comparados com os valores calculados, para ambos métodos de regulação do V_{BUS} . Na sequência, o conversor é simulado para diferentes valores de V_{IN} e os níveis de corrente são novamente comparados com valores calculados, para os diferentes métodos de regulação.



$$\begin{aligned} V_{IN} &= 220 \text{ V}_{RMS} \\ L_1 &= 51.14 \text{ mH} \\ C_1 &= 100 \text{ nF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D &= 0.2 \\ L_2 &= 1.027 \text{ mH} \\ C_{BUS} &= 100 \text{ uF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R &= 5714 \Omega \\ f_s &= 50 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Figura 13 – Modelo de simulação do conversor SEPIC como CFP

Utilizando as equações que definem $D(V_{inrms})$ e $L_2(V_{inrms})$, definem-se os parâmetros de controle do conversor em função de V_{IN} . Para o caso de $V_{IN} = 220 \text{ V}_{RMS}$, a Tabela 1 mostra os parâmetros de controle para cada método.

Tabela 1 – Parâmetros de controle para 220 V_{IN}

	Controle por D :	Controle por L_2 :
	Sendo $L_2 = 1 \text{ mH}$	Sendo $D = 0,4$
Tensão de entrada V_{IN}	220 V_{RMS}	
Parâmetro de controle	$D = 0,241$	$L_2 = 2,93 \text{ mH}$

Para o controle por L_2 , ajusta-se manualmente no esquemático da simulação por $L_2 = 2,93 \text{ mH}$ e $D = 0,40$. A **Figura 14** mostra as formas de onda da corrente e tensão de entrada do conversor SEPIC para 220 V_{RMS} .

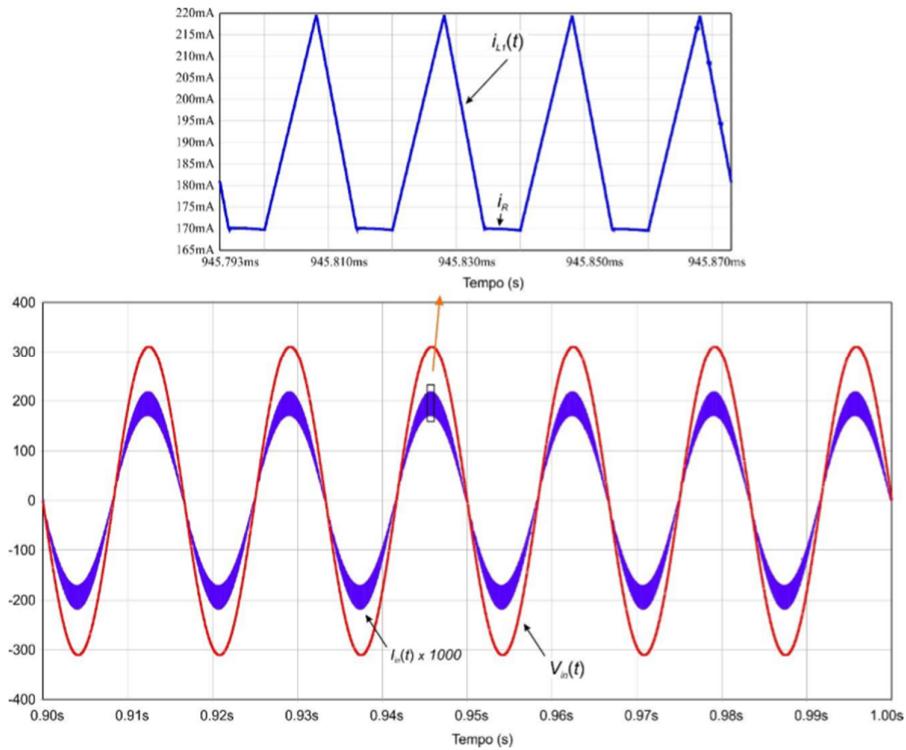


Figura 14 – Corrente de entrada do conversor SEPIC operando em MCD: 220 V_{rms}

Para o mesmo caso, a Figura 15 mostra as formas de onda da corrente no interruptor e no diodo D_s do conversor SEPIC. Sendo destacadas as correntes para pico de tensão de entrada V_{inpk} . Conforme a análise da operação do conversor SEPIC, a corrente de pico no interruptor é a mesma corrente de pico do diodo, como pode ser observado na Figura 15.

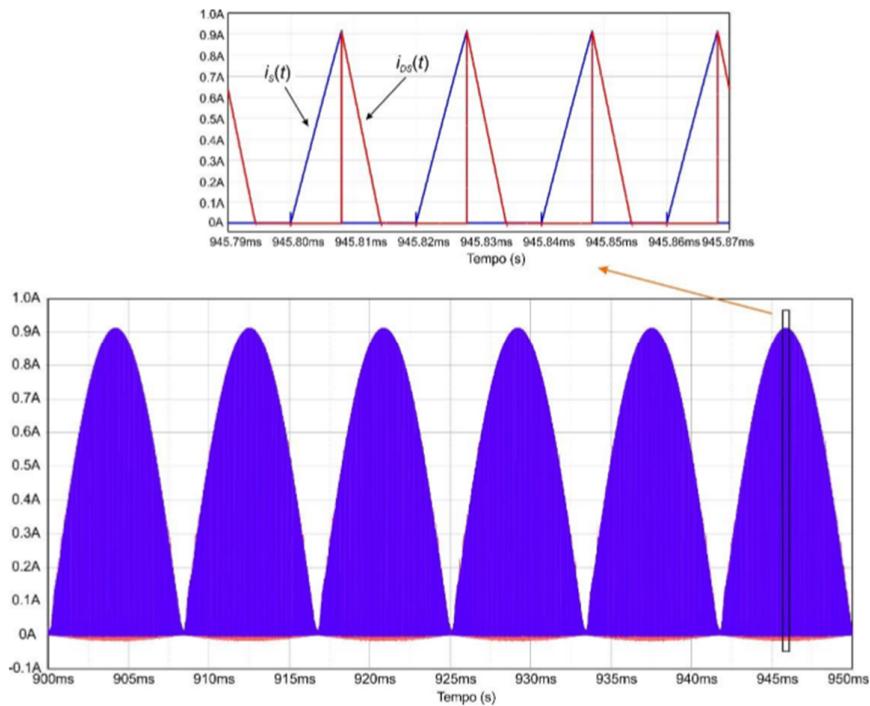


Figura 15 – Corrente no interruptor S e do diodo D_s do conversor SEPIC como CFP

A Figura 16 mostra a corrente no L_1 e L_2 do conversor SEPIC como CFP. Observa-se especialmente a corrente em L_1 , a qual corresponde ao módulo da corrente de entrada, apresentando uma pequena ondulação, conforme definido no projeto.

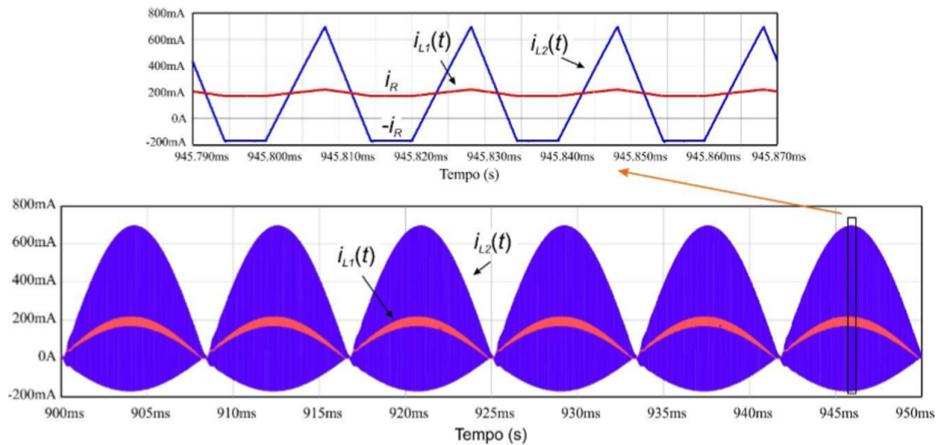


Figura 16 – Corrente L_1 e L_2 do conversor SEPIC como CFP operando em MCD com tensão de entrada 220 V_{rms}

Do mesmo modo, o conversor é simulado para a mesma tensão de entrada utilizando o método de regulação por D . No entanto, as formas de onda não são apresentadas. Os resultados são apresentados em forma de quadro

para melhor comparação. O Quadro 1 apresenta os valores da corrente nos principais componentes do conversor SEPIC para os diferentes métodos de regulação. Apresenta-se os resultados de simulação com o projeto do conversor baseado no seu equacionamento em MCD, já presente na literatura BLEH, 1995.

Para cada método de regulação, mostra-se a diferença percentual entre os valores calculados e simulados, tendo como base o valor calculado. Observa-se que os resultados obtidos na simulação estão de acordo com os calculados, o que mostra que a análise matemática desenvolvida para avaliação dos níveis de corrente do conversor pode ser utilizada para expandir a análise para diferentes tensões de entrada e diferentes parâmetros do conversor.

Quadro 1 – Comparação resultados de simulação com os calculados

		Controle por D: Sendo L2 = 1 mH			Controle por L2: Sendo D = 0,4		
Tensão de entrada		220 V_{rms}					
Parâmetro de controle		D = 0,241			L2 = 2,93 mH		
Analise		Simulação	Calculado	Diferença (%)	Simulação	Calculado	Diferença (%)
Tensão de Barramento		403,400	400,000	0,843 %	403,000	400,000	0,744%
Potência de Saída		28,478	28,000	1,678%	28,430	28,000	1,512%
Fator de Potência		-	-	-	-	-	-
THD		1,440 %	-	-	1,550%	-	-
Corrente Interruptor S	Pico (A)	1,5353	1,4943	2,670 %	0,9143	0,8999	1,575 %
	Médio (A)	0,1219	0,1282	- 5,168 %	0,1191	0,1282	- 7,641 %
	Eficaz (A)	0,3145	0,3232	- 2,766 %	0,2396	0,2508	-4,674%
Corrente Diodo D_s	Pico (A)	1,5352	1,4943	2,664%	0,9143	0,8999	1,575%
	Médio (A)	0,0729	0,0700	3,978%	0,0714	0,0700	1,961%
Corrente Indutor L1	Pico (A)	0,2157	0,2035	5,656%	0,2198	0,2119	3,594%
	Eficaz (A)	0,1361	0,1330	2,278%	0,1333	0,1260	5,476%
	$\Delta iL1$	0,0297	0,298	-0,337%	0,0499	0,0496	0,601%
Corrente Indutor L2	Pico (A)	1,3204	1,2908	2,242%	0,6953	0,6879	1,064%
	Eficaz (A)	0,3406	0,3543	-4,022%	0,2220	0,2352	-5,9465

Para o conversor SEPIC como CFP com entrada universal, os níveis de corrente dos componentes irão depender da tensão de entrada e do método de regulação empregado. De forma a verificar a influência do método de regulação, as correntes em cada elemento são avaliadas isoladamente.

5.2 Análise da Corrente no Interruptor S

A Figura 17 apresenta a corrente de pico no interruptor $S(i_{Spk})$ em função de V_{IN} , para os diferentes métodos de regulação de V_{BUS} . Para o controle por D , i_{Spk} não tem dependência de V_{IN} . Com controle de L_2 , a corrente de pico diminui na medida que V_{IN} aumenta.

Comparando-se os métodos de regulação por $D(V_{inrms}, L_2)$ com $L_2 = 1\text{ mH}$, e por $L_2(V_{inrms}, D)$ com $D = 0,4$, observa-se que a corrente i_{Spk} é menor quando V_{IN} for maior que 130 V_{rms} aproximadamente. Para tensões menores, o controle por D com $L_2 = 1\text{ mH}$, apresenta valores de i_{Spk} menores. A i_{Spk} influencia diretamente nas perdas de comutação, bem como no dimensionamento do interruptor.

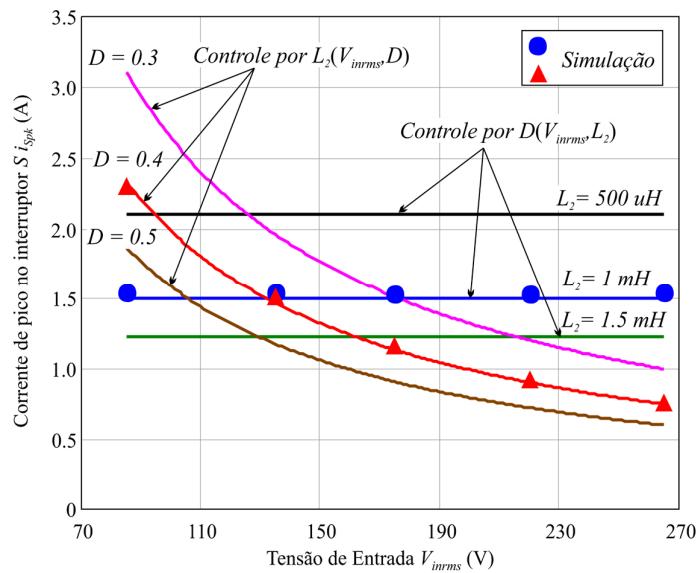


Figura 17 – Variação da corrente de pico em S, em função de V_{inrms} para os dois métodos de controle

A Figura 18 mostra a variação da corrente eficaz do interruptor $S (i_{Srms})$. Do mesmo modo, para $V_{IN} > 130\text{ V}_{rms}$, a corrente i_{Srms} é menor para o método de controle por $L_2(V_{IN}, D)$ com $D = 0,4$. Para $V_{IN} < 130\text{ V}_{rms}$, o controle por

$D(V_{IN}, L_2)$ com $L_2 = 1 \text{ mH}$, apresenta correntes menores. A corrente i_{Srms} está diretamente relacionada com as perdas em condução do interruptor S .

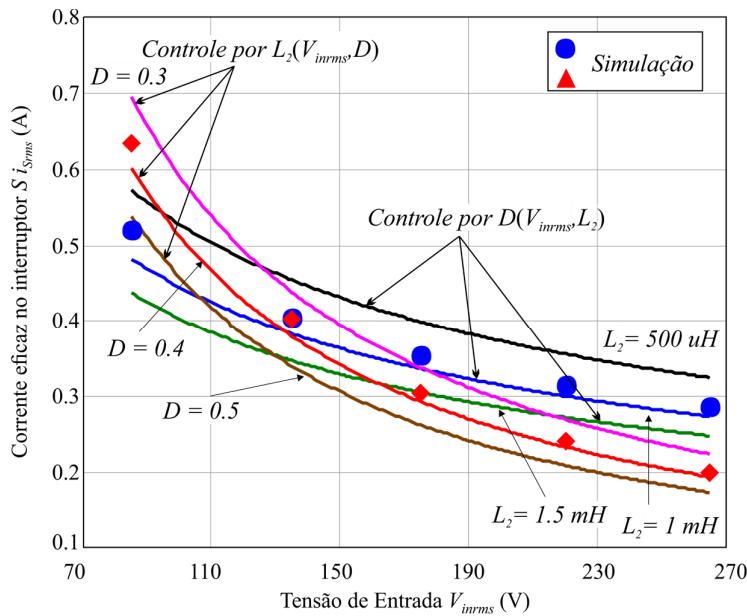


Figura 18 – Variação da corrente eficaz em S em função de V_{inrms} nos dois diferentes métodos de controle

Verifica-se que a corrente eficaz e corrente de pico em S é menor quando utiliza-se a regulação pela variação L_2 , ao invés de utilizar a variação por D . Fundamentalmente, os valores das correntes no interruptor definem os seus parâmetros de especificação. Por outro lado, o valor da corrente de pico em S , influência nas perdas de comutação, enquanto que o valor eficaz está diretamente relacionado as perdas de condução.

5.3 Corrente Média do Diodo

A corrente média do diodo i_{DSavg} está diretamente relacionada a V_{BUS} e P_R . Utilizando a metodologia de cálculo das correntes no conversor, a corrente do diodo, é plotada para os diferentes métodos de regulação conforme mostrado na Figura 19.

O Quadro 2, apresenta os resultados de simulação para i_{DSavg} , para diferente valores de V_{IN} . Na qual a corrente i_{DSavg} , permanece constante, indicando que a relação de P_{IN} e P_{OUT} mantém-se constante.

Corrente média no Díodo (A)		
Tensão de entrada	Controle por D	Controle por L_2
85 V_{rms}	0,0730	0,0725
135 V_{rms}	0,0729	0,0729
175 V_{rms}	0,0729	0,0721
220 V_{rms}	0,0729	0,0714
265 V_{rms}	0,0731	0,0708

Quadro 2 – Resultados de simulação da corrente média do diodo para diferentes tensões de entrada

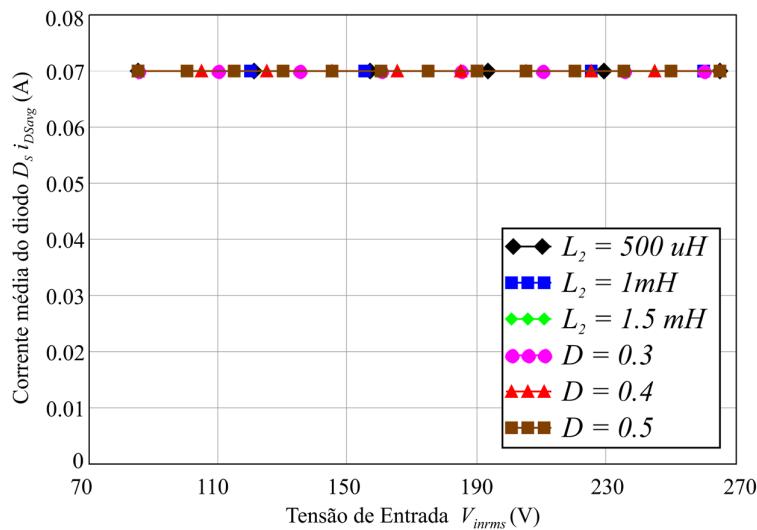


Figura 19 – Corrente média do diodo em função da tensão de entrada para os dois métodos de controle e parâmetros.

O valor médio da corrente no diodo, não depende do método de regulação. Uma vez que a potência de entrada é mantida constante em função de V_{inrms} , o valor médio da corrente do diodo não se altera.

5.4 Corrente no Indutor L_1

Como parâmetros importantes para o dimensionamento do indutor L_1 , avalia-se a corrente de pico i_{L1pk} , bem como o seu valor máximo eficaz i_{l1rms} ,

a corrente eficaz não depende dos métodos de regulação. A Figura 20 apresenta a variação de i_{l1rms} em função de V_{IN} .

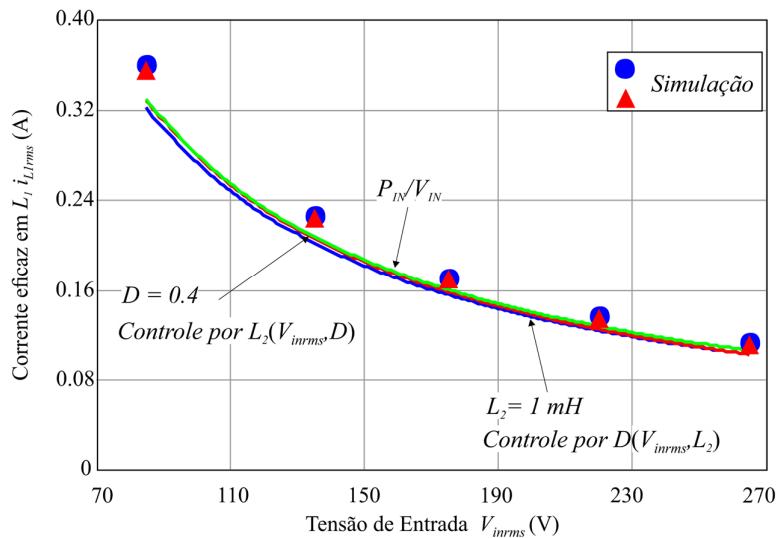


Figura 20 – Corrente eficaz em L_1 em função da tensão de entrada para diferentes métodos de controle

Analisando a corrente de pico e a corrente residual no indutor L_1 , verifica-se que estas correntes se diferem ligeiramente uma da outra, o que resulta numa variação de ondulação da corrente no indutor L_1 (Δi_{L1}) em função de V_{IN} . A Figura 21 mostra a Δi_{L1} é constante para o controle por D , por outro lado, para o controle por L_2 , Δi_{L1} é proporcional a V_{IN} .

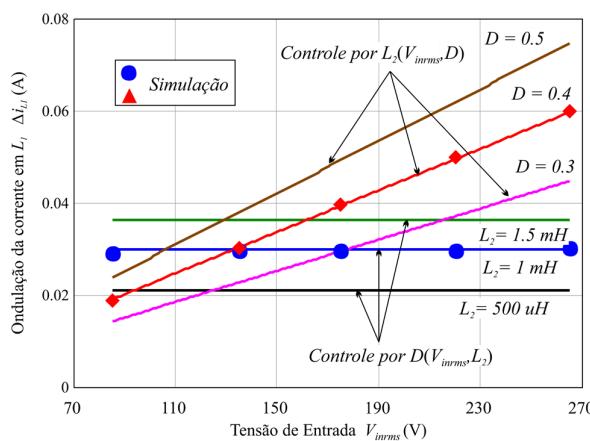


Figura 21 – Variação da corrente em L_1 em função de V_{IN} para os diferentes métodos de controle

5.5 Corrente em L_2

A corrente no indutor L_2 , deve ser analisada com mais atenção, pois corresponde a corrente do indutor variável, quando se utiliza o método de regulação do conversor SEPIC como CFP por L_2 . Estes níveis de corrente são utilizados para o correto dimensionamento do L_{VAR} .

A Figura 22 mostra a corrente de pico em L_2 (i_{L2pk}) em função de V_{IN} para os diferentes métodos de regulação. Similar aos casos anteriores, para $V_{IN} > 130 V_{rms}$, i_{L2pk} é menor para o método de controle por $L_2(V_{inrms}, D)$ com $D = 0,4$. Por outro lado, para $V_{IN} < 130 V_{rms}$, i_{L2pk} é menor para controle por $D(V_{inrms}, L_2)$ com $L_2 = 1 mH$, a corrente eficaz em L_2 i_{L2pk} .

Para diferentes métodos de regulação é mostrada na Figura 23, e o mesmo comportamento nos casos anteriores, onde em torno de 130 V existe uma fronteira, em que o método de controle por $L_2(V_{inrms}, D)$ com $D = 0,4$, passa a apresentar menores níveis de corrente, quando comparado ao método de controle por $D(V_{inrm}, L_2)$ com $L_2 = 1 mH$.

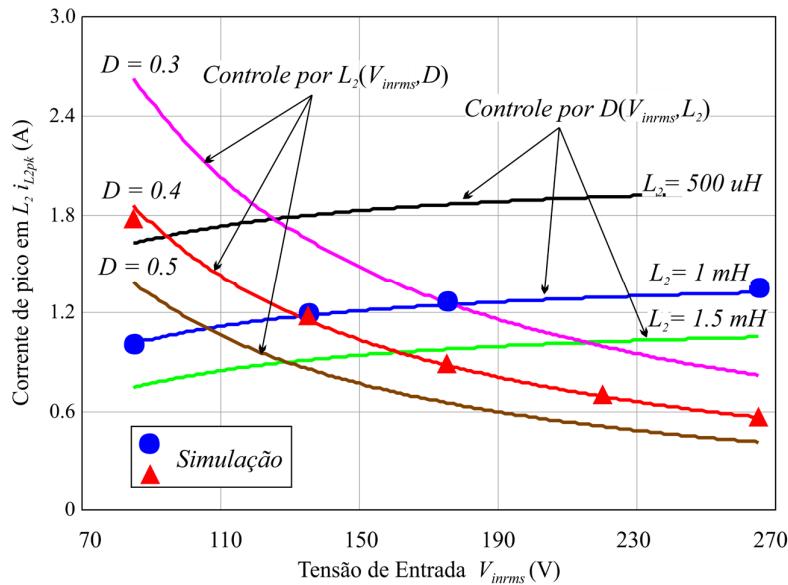


Figura 22 – Corrente de pico em L_2 em função de V_{inrms} para diferente métodos de controle

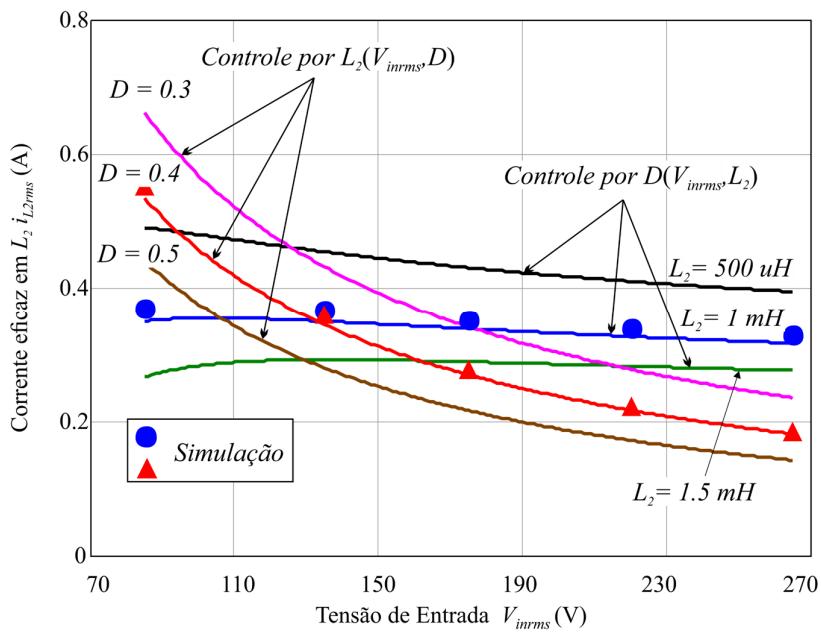


Figura 23 – Corrente eficaz em L_2 em função de V_{inrms} para diferentes métodos de controle

Baseando-se na avaliação dos níveis de corrente, o projetista deve optar pelo método de regulação que melhor atenda as características desejadas do conversor. Sendo cada escolha do projetista argumentada com as seguintes conclusões.

5.6 Conclusão 1

O método de regulação por D é o mais apropriado, uma vez que, para o pior caso (mínima tensão de entrada), este método apresenta os menores valores máximos de corrente de pico e eficaz. Onde, estas correntes especificam o interruptor e diodo. Assim, quanto menor forem estes valores, menos vai ser o tamanho físico dos componentes utilizados. Além disso, o método de regulação por D é mais simples de ser implementado, uma vez que não é necessário implementar uma fonte de corrente auxiliar para o controle do indutor variável.

5.7 Conclusão 2

O método de regulação por L_2 é mais apropriado uma vez que este método apresenta menores valores de corrente de pico e eficaz, para a maior faixa de V_{IN} (130 – 265 V). Correntes menores no circuito irão teoricamente resultar num rendimento maior do conversor, uma vez que serão reduzidas as

perdas de comutação. No entanto, como é necessária uma fonte de corrente para o controle de L_2 , a eficiência dessa fonte deve ser considerada. Outra vantagem deste método corresponde a integração de estágios do RE sem modulação de largura de pulso em qualquer interruptor.

6 Conclusão Geral

Após as comparações de níveis de corrente nos componentes do conversor SEPIC em MCD, operando com tensão universal, utilizando diferentes métodos de regulação. Através da avaliação dos métodos de regulação, baseado na comparação dos níveis de corrente do conversor, conclui-se que nenhum dos métodos se destacou de forma generalizada como o mais adequado.

Percebe-se ao longo do trabalho que a nova aplicação do regulador magnético através de um indutor variável, utilizando para o controle do conversor SEPIC, é eficaz na sua função, uma vez que é possível controlar o conversor somente ajustando a indutância equivalente.

Além disso deve-se considerar a utilização de ambos os métodos de regulação. Sendo que, em função das condições de operação, tensão de entrada e potência, o método que apresente menores níveis de corrente deve ser utilizado. O efeito da utilização de ambos os métodos é mostrado na Figura 24, na qual é indicado qual o método de controle adotado em função da tensão de entrada. Como resultado obtém-se a otimização dos níveis de corrente do conversor, reduzindo o seu tamanho físico bem como as perdas de condução e comutação.

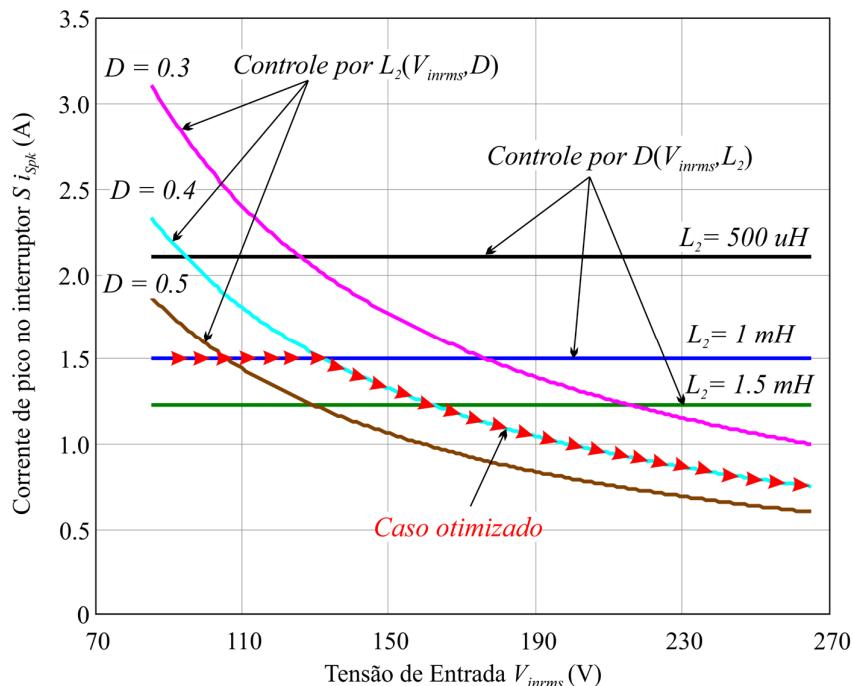


Figura 24 – Corrente de pico otimizada no interruptor S

7 Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), Bolsista do CNPq – Brasil – (Processo 311911/2015 – 3) e a UFSM pelo apoio e suporte técnico.

8 Referências

- Menke, M. F, “**Correção de Fator de Potência Empregando o Conversor SEPIC: Métodos de Regulação da Tensão de Saída**”, *Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal de Santa Maria, 2015.*
- M. S. Perdigão, “**Research and Development on New Control Techniques for Electronic Ballasts based on Magnetic Regulators**”, Tese de Doutorado, Universidade de Coimbra e Universidade de Oviedo, 2011.
- D. S. L. Simonetti, J. Sebastián, and J. Uceda, “**The Discontinuos Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design**”, IEEE Transacti.

J. M. Alonso, M. S. Perdigão, J. Ribas, D. Gacio, and E. S. Saraiva, “**Optimizing universal ballasts using magnetic regulators and digital control**”, *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 58, pp. 2860 – 2871, Jul, 2011.

Y. Hu, L. Huber, and M. M. Jovanovi, “Single-Stage, Universal-Input AC/DC LED Driver With Current-Controlled Variable PFC Boost Inductor”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1579-1588, 2012.