

Análise do Conversor Totem Pole Para Correção do Fator de Potência Utilizando Semicondutores de Nitreto de Gálio (*GaN*)

Leonardo Cassol Bach, Cassiano Rech
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Santa Maria, RS, Brasil
leonardobach22@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com

Alessandro Luiz Batschauer
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC
Joinville, SC, Brasil
alessandrobatschauer@gmail.com

Resumo—Neste artigo é apresentada a análise do conversor *Totem Pole* para correção do fator de potência, sendo mostradas as etapas de operação, modelagem e controle. Também são discutidas as vantagens do seu uso com semicondutores de potência de Nitreto de Gálio (*Gallium Nitride - GaN*) e diferenças em relação ao conversor *Boost PFC*. De modo a validar as análises, são mostradas simulações para uma aplicação de 360W.

Palavras-chave—Correção do fator de potência, Semicondutores *GaN*, Conversor *Totem Pole*.

I. INTRODUÇÃO

Com o crescimento de aplicações em telecomunicações, *data centers* e computação, além do grande investimento em veículos elétricos, se tem uma alta demanda por circuitos retificadores (conversor CA-CC) [1]. Tais circuitos são responsáveis por adequar a tensão da rede diretamente à aplicação, ou torná-la compatível com um segundo estágio de processamento de energia, tendo em muitos casos que atender normas relativas a distorção harmônica total (THD) e fator de potência (FP) [2].

Dessa forma, nessas aplicações é importante o uso de circuitos para correção do fator de potência (*Power Factor Corrector - PFC*). Utilizando MOSFETs de silício, o conversor mais consolidado para essa aplicação é o *Boost PFC*, sendo amplamente empregado e dificilmente superado [3].

No entanto, a topologia *Boost PFC* possui algumas limitações, como perdas relacionadas à ponte retificadora de diodos e também altas perdas de comutação e condução [2]. Para mitigar esses problemas, várias configurações *bridgeless* vem ganhando destaque na literatura. A principal diferença dessas configurações consiste em não ter uma ponte retificadora a diodos convencional. Tal fato permite a retirada de um semicondutor no caminho da corrente, se comparado ao *Boost PFC*, operando assim com menores perdas de condução [4].

Dentre as topologias *bridgeless*, grande destaque está sendo dado a topologia *Totem Pole*, muito pelo fato de ser uma topologia simples, que possui poucos componentes, e possibilita que sistemas *PFC* tenham alta eficiência. Entretanto, seu uso nessa aplicação é recente, pois com MOSFETs é impraticável operá-la no modo de condução contínua (*Continuous Conduc-*

tion Mode - CCM), devido à recuperação reversa dos diodos intrínsecos aos interruptores [4].

O que permitiu o maior uso da topologia *Totem Pole* foram os avanços na área de semicondutores, mais precisamente com a tecnologia de nitreto de gálio (*GaN*). Além dessa tecnologia fornecer figuras de mérito superiores ao silício, possui uma característica importante ao conversor *Totem Pole*, que reside no fato de não ter recuperação reversa, uma vez que não apresenta um diodo intrínseco, como acontece em MOSFETs.

Nesse sentido, visto à alta demanda por circuitos *PFC* e a evolução tecnológica dos semicondutores, nesse trabalho será feita a análise do conversor *Totem Pole PFC*. O artigo é dividido da seguinte forma: a seção II apresenta algumas características importantes dos semicondutores *GaN*. A seção III descreve a operação do conversor *Totem Pole*, enquanto que a seção IV apresenta a modelagem e o sistema de controle empregado para esse conversor e a seção V inclui alguns resultados de simulação.

II. CARACTERÍSTICAS DOS SEMICONDUCTORES *GaN*

Os semicondutores *GaN* podem ser construídos de diferentes maneiras. No entanto, os dispositivos mais utilizados pelas fabricantes são os com estruturas laterais, os quais podem ser divididos de maneira geral em dispositivos *Cascode* e *Enhancement-Mode (e-Mode)*. O primeiro é formado por um interruptor MOSFET de baixa tensão em conjunto com o interruptor *GaN*, já o segundo consiste somente no interruptor *GaN* [5].

As duas opções apresentam algumas características próprias. Nos dispositivos *Cascode*, por exemplo, pode ser feito o acionamento com circuitos de *Gate-Driver* convencionais, com tensões entre 10 e 12 V [6]. Já para os dispositivos *e-Mode*, se tem especificações de acionamento mais restritas, sendo acionados, normalmente, com tensões de no máximo 6 V. Tais especificações exigem projetos de circuitos de acionamento que demandam maiores cuidados quanto as sobretensões de *gate*.

Como os dispositivos *Cascode* possuem um MOSFET de baixa tensão em sua construção, eles terão uma pequena

recuperação reversa, mas que comparada à de interruptores MOSFETs de mesmas especificações, pode ser desconsiderada. Nos dispositivos *e-Mode* a recuperação reversa é zero [5].

Uma diferença importante quanto aos semicondutores *GaN* é a característica de condução reversa de corrente. Diferentemente dos MOSFETs, que são bidirecionais em corrente devido ao diodo intrínseco, os interruptores *GaN* são bidirecionais devido a sua simetria construtiva [5].

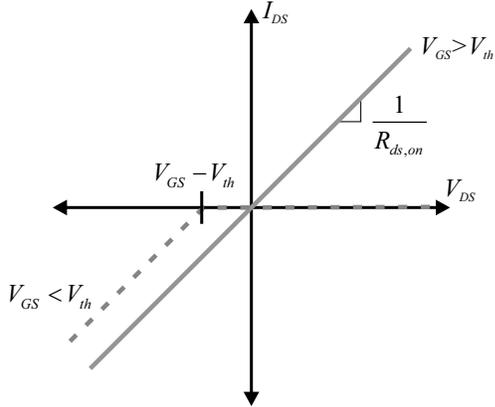


Figura 1: Característica de condução simplificada de interruptores *GaN*.

Para exemplificar, na Figura 1 é mostrado, de forma simplificada, o comportamento de um interruptor *GaN* nos diferentes quadrantes de operação. Nota-se que, mantendo o interruptor acionado com tensão V_{GS} acima da tensão de *threshold* (V_{th}), o mesmo conduz corrente tanto no primeiro como no terceiro quadrante de maneira linear, ou seja, com resistência de condução, $R_{ds,on}$, praticamente constante. Já caso não se acione o interruptor no terceiro quadrante, há uma curva semelhante à do diodo intrínseco de interruptores MOSFET, onde, ultrapassando a tensão mínima de condução reversa, o interruptor passa a conduzir corrente [7].

É interessante salientar que a queda de tensão para condução reversa sem acionamento do interruptor *GaN* é superior à dos diodos intrínsecos de MOSFET's convencionais (0,7 V), ficando usualmente entre 3-5 V [7] [5], não sendo desejável operar por muito tempo nesse modo.

III. OPERAÇÃO DO CONVERSOR *Totem Pole*

Na Figura 2 é mostrado o conversor *Totem Pole* [4], o qual é composto por dois interruptores *GaN*, S_1 e S_2 , e dois diodos, D_1 e D_2 . De modo a se reduzir as perdas de condução também é usual substituir os diodos por MOSFETs convencionais. No entanto, nesse trabalho será feita a análise para o conversor utilizando diodos.

Para realizar a análise da operação do conversor, inicialmente é considerado o semiciclo positivo da rede. Nesse período, é feito o equacionamento do conversor considerando que a tensão de entrada é constante, uma vez que a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede. A partir disso, pode-se realizar o equacionamento do conversor

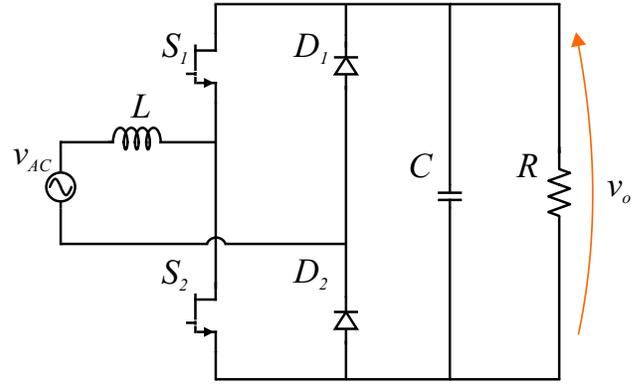


Figura 2: Conversor *Totem Pole*.

mostrado na Figura 3 utilizando o balanço dos Volt-Segundos no indutor [8]. Nessa análise, o intervalo de tempo considerado é de 0 a T_s , sendo T_s o período de comutação.

Durante a etapa **a)** há o armazenamento de energia no indutor L , e durante a etapa **b)** há a transferência de energia da entrada para a saída. Dessa forma, a tensão no indutor na primeira e segunda etapas é dada, respectivamente, por: (1) e (2).

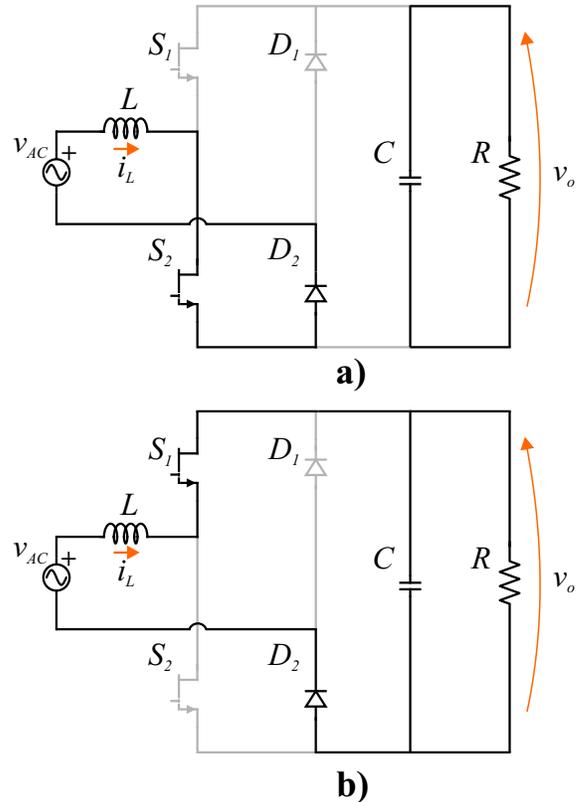


Figura 3: Operação no semi-ciclo positivo. **a)** Etapa de $0 \leq t < DT_s$, **b)** Etapa de $DT_s \leq t < T_s$.

$$v_L = v_{AC} \quad (1)$$

$$v_L = v_{AC} - v_o \quad (2)$$

Com o balanço dos Volt-Segundos para o semiciclo positivo é mostrado que o ganho estático do conversor é igual ao do conversor *Boost*. No entanto, como a tensão de entrada é uma forma de onda senoidal, nota-se que a razão cíclica precisa variar para que a tensão de saída possa ter um valor constante. As equações do ganho estático do conversor e da tensão de entrada são mostradas em (3) e (4), respectivamente.

$$\frac{v_o}{v_{AC}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (3)$$

$$v_{AC} = V_P \text{sen}(\omega t) \quad (4)$$

Em (5) é deixado a razão cíclica em função do tempo, mostrando que durante o semiciclo positivo há um excursionamento de D , o qual depende da amplitude da tensão de entrada assim como do valor desejado na tensão de saída.

$$D(t) = 1 - \frac{V_P \text{sen}(\omega t)}{V_o} \quad (5)$$

Para o semiciclo negativo da rede, a operação do conversor é alterada, de modo que o diodo D_1 passa a conduzir e o diodo D_2 fica reversamente polarizado, além de os interruptores operarem de maneira complementar ao que ocorre no semiciclo positivo. A equação da razão cíclica permanece igual a (5), porém com o módulo da função seno. O impacto da variação da tensão de saída na razão cíclica é mostrado na Figura 4, onde é considerado uma tensão de entrada de $220 \text{ V}_{\text{rms}}$. Nota-se que quanto menor a tensão de saída, menor a razão cíclica mínima.

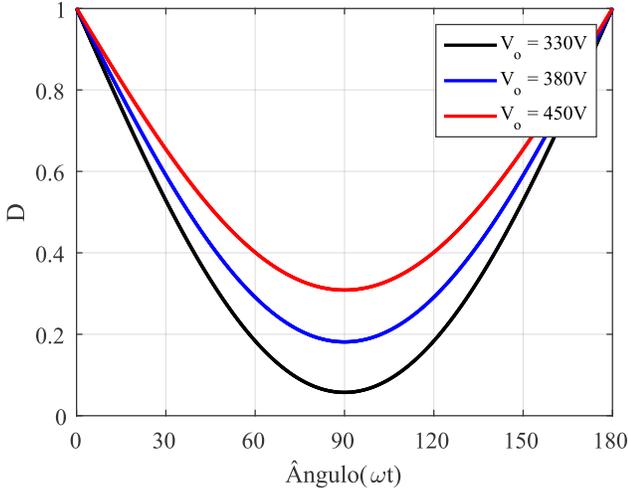


Figura 4: Razão Cíclica do conversor *Totem Pole* para um semiciclo de rede.

Outro fator que pode ser ressaltado na operação do conversor, é a necessidade de se inserir um tempo morto entre o acionamento dos interruptores. Tal necessidade ocorre devido aos interruptores estarem em um mesmo braço, e, caso os dois

sejam acionadas ao mesmo tempo, ocorreria uma corrente de *shoot-through*, podendo assim danificar os componentes. Todavia, como foi exposto na seção II, ao se utilizar interruptores *GaN* operando no terceiro quadrante sem serem acionados, há uma elevada queda de tensão. Deste modo, para maximizar a eficiência do conversor, deve-se buscar trabalhar com um tempo morto de curta duração, o que é possível, visto que os tempos de acionamento dos interruptores *GaN* são pequenos.

IV. MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR *Totem Pole*

Nas aplicações para correção do fator de potência, se busca atender às normas de THD e FP, adequando a corrente drenada da rede. Ainda, é de interesse que se mantenha a tensão no barramento controlada. Dessa maneira, é importante que se controle tanto a corrente de entrada como a tensão do barramento.

A fim de controlar essas variáveis, é de interesse que se tenham modelos relacionando a corrente de entrada, razão cíclica e tensão de saída. Para isso, pode-se, por exemplo, aplicar o método da perturbação e linearização sobre um ponto de operação, conforme descrito em [8]. Com a aplicação do método sob um ponto de operação específico, o qual considera a tensão de entrada constante, chega-se a um modelo igual ao do conversor *Boost*. Dessa maneira, pode-se utilizar as funções de transferência já conhecidas para o conversor *Boost*: equações (6) e (7).

No entanto, como na operação natural do conversor há a variação da razão cíclica num período da rede, há também a variação do modelo (6) nesse período. Sendo assim, é necessário avaliar o impacto da alteração da razão cíclica no modelo do conversor e, conseqüentemente, o impacto no projeto dos controladores.

Dessa forma, a partir dos parâmetros presentes na Tabela I, são traçadas curvas para diferentes valores de D na Figura 5. Os parâmetros da tabela foram escolhidos visando aplicações para a carga de veículos elétricos ultra leves, por exemplo, *e-scooters* e *e-bikes* [9].

A partir da análise da Figura 5, nota-se um comportamento semelhante das curvas para as frequências acima das ressonâncias. Portanto, é possível utilizar o modelo (6) com variações na razão cíclica, ou até mesmo um modelo simplificado [10], visto que a malha de corrente opera em frequências acima das ressonâncias.

$$G_{id}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{L} \frac{(s + \frac{2}{RC})}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (6)$$

$$G_{vi}(s) = Z_o(s) = \frac{v_o(s)}{i_L(s)} = \frac{\pi V_p}{4 V_o} \frac{R}{RCs + 1} \quad (7)$$

Na Figura 6 é mostrado um diagrama de blocos que representa o funcionamento básico do esquema de controle. Tal esquema é composto por duas malhas, sendo uma malha interna de corrente, com o controlador C_{PIi} e sensor de corrente H_i , e outra externa de tensão, com o controlador C_{PIv} e o sensor de tensão H_v .

Tabela I: Parâmetros do Conversor.

Parâmetro	Valor
V_{in}	220 V_{rms}
V_o	380 V
P	360 W
f_s	150 kHz
L	1.9 mH
C	330 μF
R	400 Ω

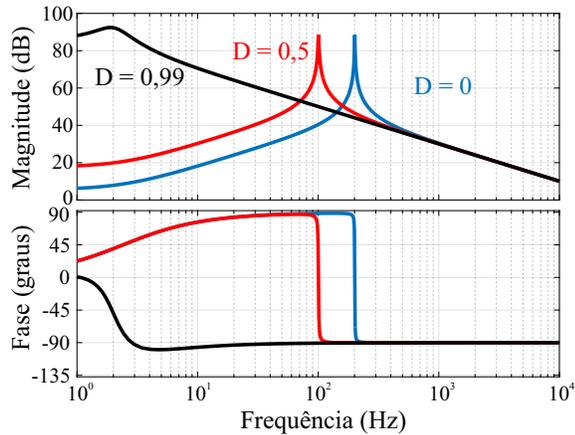


Figura 5: Diagrama de Bode com variação da razão cíclica.

A principal diferença entre o controle do *Boost PFC* convencional e do *Totem Pole PFC* é a necessidade de se realimentar a corrente com seu módulo, uma vez que não se tem a ponte retificadora antes do indutor. As demais etapas são iguais às do *Boost* [10].

A. Projeto dos Controladores

De posse dos dados, são projetados dois controladores do tipo proporcional integral (PI), um para a malha interna de corrente e outro para a externa de tensão.

Pode-se ressaltar, como características do controle PI, altos ganhos em baixas frequências e atenuação de ruídos em altas frequências, o que os torna adequados à aplicação. A equação característica dos controladores é dada por: equação (8) e equação (9).

A principal diferença entre os dois controladores é a frequência de operação. Para a malha interna é feito o projeto inserindo a frequência de cruzamento em torno de $3,75kHz$ e para a malha externa, $3Hz$. Tais escolhas se devem ao fato de que, deve-se ter um desacoplamento entre os dois controles e a malha de corrente tem uma dinâmica mais rápida que a de tensão. As margens de fase para os controladores ficaram em 45° para a malha de corrente e 100° para a malha de tensão. O que mostra que os sistemas não estão próximos da instabilidade.

Outros fatores analisados no projeto dos controladores foram que, para a medição de corrente, sensores que possuem alta banda passante normalmente apresentam maiores custos. Sendo assim, escolheu-se trabalhar em frequências que permitissem utilizar sensores com bandas passantes menores, inferiores a $100kHz$, por exemplo, na malha de corrente. Já

para a malha de tensão foi escolhido um valor situado abaixo das oscilações naturais da tensão do capacitor, que ocorrem em $120Hz$.

Os sensores, mostrados na Figura 6, foram considerados como tendo ganho unitário para o projeto.

$$C_{PIi}(s) = k_1 \frac{(s + z_1)}{s} \quad (8)$$

$$C_{PIv}(s) = k_2 \frac{(s + z_2)}{s} \quad (9)$$

Os parâmetros dos controladores projetados são mostrados na Tabela II, com os zeros em radianos.

Tabela II: Parâmetros dos Controladores.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
k_1	0,083133	z_1	23562
k_2	0,0079748	z_2	18,85

De modo a verificar o projeto dos controladores, nas Figuras 7 e 8 são mostradas as respostas em frequência dos sistemas compensados, para a malha de corrente e tensão, respectivamente.

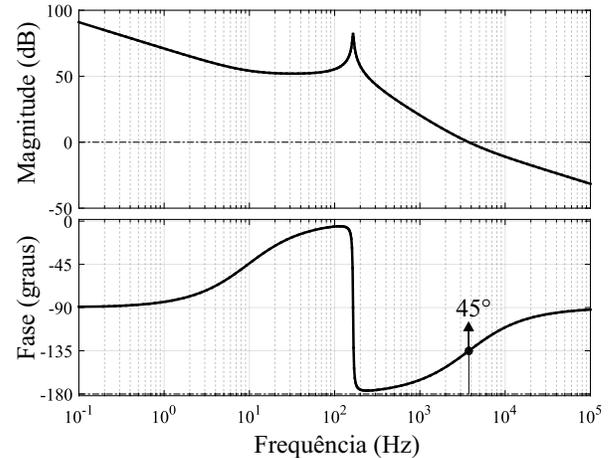


Figura 7: Malha de corrente compensada.

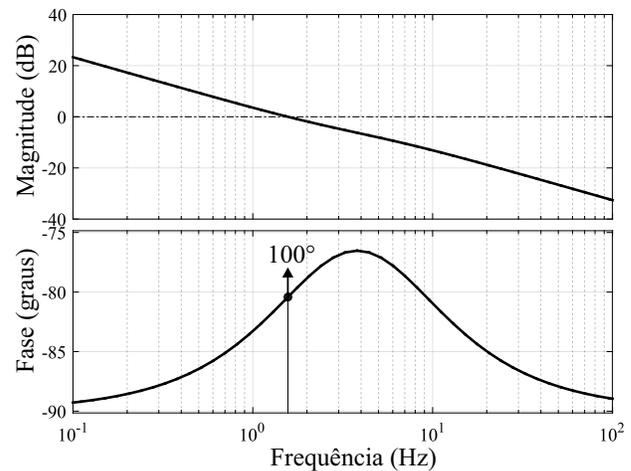


Figura 8: Malha de tensão compensada.

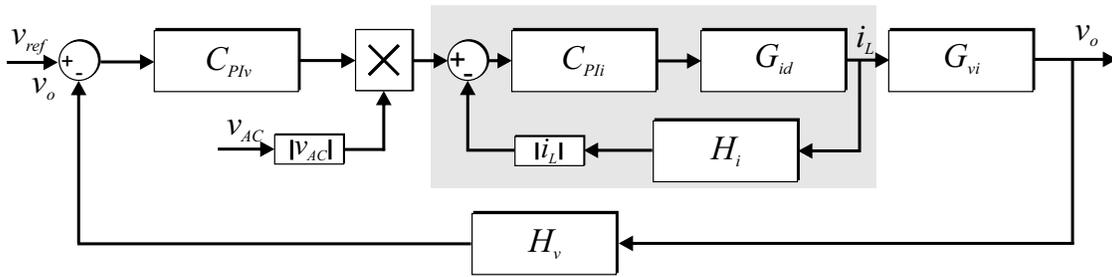


Figura 6: Diagrama de blocos do sistema de controle.

V. SIMULAÇÕES

De modo a validar o funcionamento do conversor mostrado, nesta seção serão apresentados resultados de simulação feitos através do *software PSIM*[®]. Os parâmetros empregados em simulação são os das Tabelas I e II, e o conversor foi controlado de maneira contínua.

Para o comando dos interruptores, o sinal modulante é conforme mostrado na Figura 4. Entretanto, como há alteração na operação dos interruptores dependendo do semiciclo da rede, foi adotada uma estratégia PWM com sinal modulante descontínuo. Dessa forma, não é necessário reprogramar o PWM a cada meio ciclo, e um interruptor é sempre complementar ao outro. Na Figura 9 é mostrado o sinal modulante durante um período da rede para o interruptor S_2 .

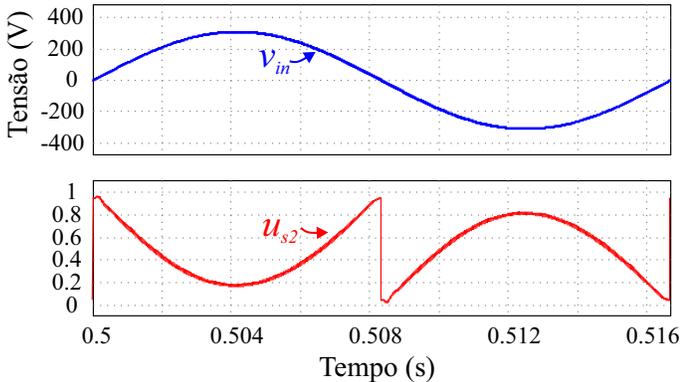


Figura 9: Tensão de entrada e sinal modulante do interruptor S_2 .

Com o conversor operando em malha fechada, utilizando os controladores anteriormente projetados, é possível obter alto FP e também controlar a tensão de saída, como visto nas Figuras 10 e 11.

A. Análise do FP e THD

As normas de THD, como a IEC 61000-3-2, estabelecem limites absolutos de correntes para as harmônicas. Sendo assim, foi feita a análise do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor *Totem Pole PFC* para a maior potência. A partir dessa análise, mostrada na Figura 12, pode-se ver que as harmônicas possuem pequena amplitude, atendendo às normas.

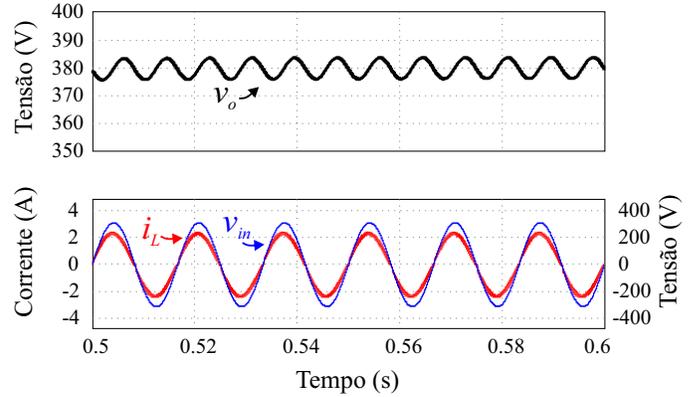


Figura 10: Tensão de saída e corrente do conversor operando em malha fechada.

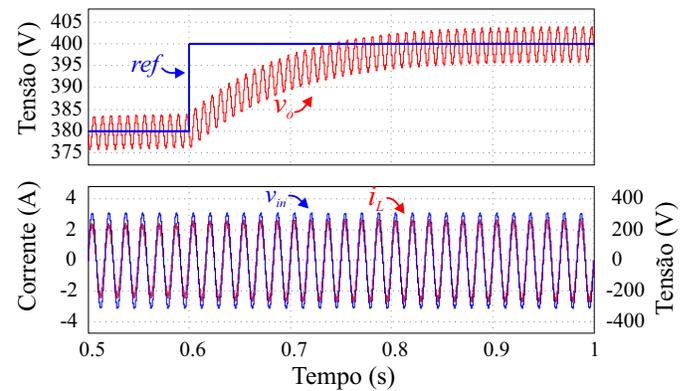


Figura 11: Tensão de saída e corrente de entrada após mudança de referência de tensão.

Para o fator de potência, é usual se trabalhar com valores acima de 0,92, uma vez que esse é o mínimo estabelecido por norma para unidades consumidoras [11].

Tabela III: THD e FP para diferentes potências de saída.

Potência (W)	THD (%)	FP
100	23,13	0,961
180	10,57	0,987
360	5,1	0,996

Sendo assim, foram feitas simulações do conversor variando a potência e medindo o FP. Com isso, obteve-se a Tabela

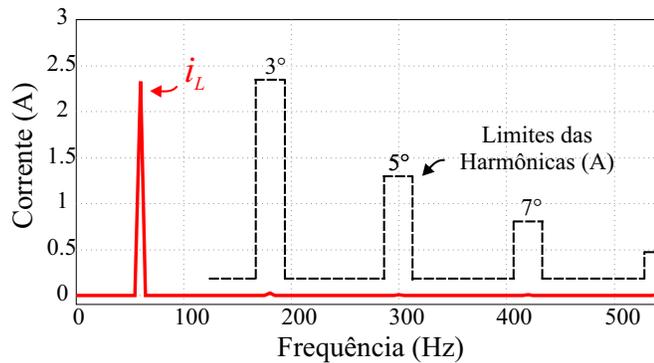


Figura 12: Componentes harmônicas da corrente de entrada para potência de 360 W.

III, mostrando que os valores de FP ficam próximos a 1 para diferentes potências.

VI. CONCLUSÃO

A partir da realização desse trabalho foi possível demonstrar os princípios de funcionamento da topologia *Totem Pole PFC*, salientando as vantagens que podem ser obtidas ao se empregar semicondutores *GaN*, assim como as semelhanças com a topologia *Boost PFC*. Também foram mostrados procedimentos para modelagem e controle, os quais foram validados através de simulações.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001. Os autores também agradecem ao INCT-GD e seus órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] F. C. Lee, Q. Li, Z. Liu, Y. Yang, C. Fei, and M. Mu, "Application of gan devices for 1 kw server power supply with integrated magnetics," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 3–12, 2016.
- [2] A. V. J. S. Praneeth and S. S. Williamson, "A review of front end ac-dc topologies in universal battery charger for electric transportation," in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2018, pp. 293–298.
- [3] Q. Huang and A. Q. Huang, "Review of gan totem-pole bridgeless pfc," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 2, no. 3, pp. 187–196, 2017.
- [4] L. Huber, Y. Jang, and M. M. Jovanovic, "Performance evaluation of bridgeless pfc boost rectifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1381–1390, 2008.
- [5] E. A. Jones, F. F. Wang, and D. Costinett, "Review of commercial gan power devices and gan-based converter design challenges," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 707–719, 2016.
- [6] H. Wang, J. Wei, R. Xie, C. Liu, G. Tang, and K. J. Chen, "Maximizing the performance of 650-v p-gan gate hems: Dynamic ron characterization and circuit design considerations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5539–5549, 2017.
- [7] T. Instruments, "Does gan have a body diode? - understanding the third quadrant operation of gan," 2019.
- [8] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Springer, 2001.

- [9] Infineon, "Light Electric Vehicles (LEVs) Efficient and power dense solutions for complete LEV systems including battery chargers," 2019.
- [10] F. A. Huliehel, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control," in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1992, pp. 475–482 vol.1.
- [11] ANEEL, "RESOLUÇÃO NORMATIVA NÚMERO 569," <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/audiencia/arquivo/2012/065/resultado/ren2013569.pdf>, 2013, (Accessed on 01/26/2021).