

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UMA FONTE DE ALIMENTAÇÃO CHAVEADA COM TENSÃO REGULADA DE 100-250V E CORRENTE DE 0,2-0,8A: TOPOLOGIA FORWARD DUAS CHAVES

Gabriel Fernando Pereira, Rodrigo Jose Piontkewicz

Instituto Federal de Santa Catarina

Câmpus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: gabrielfernandopereira@gmail.com, rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – TCC – 19/08/2024.

Resumo – Este estudo tem como objetivo o projeto e análise via simulação de um conversor Forward a duas chaves em modo de condução contínua, operando como uma fonte de alimentação com tensão de saída variável. Os esforços de tensão e corrente nos componentes semicondutores obtidos através da simulação se aproximam do valor teórico calculado. O conversor projetado demonstrou resposta linear à variação da razão cíclica, seguimento de referência e ondulações dentro dos requisitos de projetos.

Palavras-Chave – Conversor Forward, Conversores Isolados, Eletrônica de Potência.

DESIGN AND SIMULATION OF A SWITCHED MODE POWER SUPPLY REGULATED VOLTAGE OF 100-250V AND CURRENT OF 0.2-0.8A: TWO-SWITCH FORWARD TOPOLOGY

Abstract – This study aims to design and analyze through simulation a two-switch forward converter in continuous conduction mode, operating as a power supply with variable output voltage. The voltage and current stresses on the semiconductor components obtained through simulation are close to the theoretical calculated value. The converter presented linear response to the variation of the duty cycle, reference tracking and ripples within the design requirements.

Keywords – Forward Converter, Isolated Converters, Power Electronics.

I. INTRODUÇÃO

Circuitos eletrônicos requerem uma ou mais fontes de tensão contínua. Para equipamentos de pequeno porte, esta alimentação também pode ser obtida através de pilhas ou baterias. Todavia, comumente, utiliza-se como fonte de energia a rede elétrica local, através de um conversor [1]. Dada a necessidade de testes em conversores com tensão de entrada contínua e na faixa de 100 a 250V, o estudo e projeto desta fonte de alimentação surge com o objetivo de suprir uma lacuna do Laboratório de Eletrônica Industrial do IFSC - Campus RAU.

Com o intuito de obter a alimentação de energia do conversor através da rede elétrica, a fonte de bancada proposta possui um estágio inicial de retificador em ponte a diodos com filtro capacitivo. Desta forma, obtém-se um barramento CC com baixa ondulação como fonte de entrada do conversor Forward a duas chaves.

Optou-se por um conversor CC-CC isolado, para obter a isolamento galvânica entre a saída e a rede elétrica, com o intuito de minimizar riscos de choque elétrico. A utilização do transformador, também possibilita fácil adequação com a tensão de trabalho através da relação de espiras [2]-[4].

Dentre os conversores isolados, a topologia Forward a duas chaves demonstra vantagens que se adequam a este estudo. Dentre estas, a linearidade, que relaciona a tensão de entrada e saída através da razão cíclica e relação de espiras. A relação de espiras é fixa, sendo assim, o conversor pode ser dimensionado para obter a saída máxima, com a razão cíclica máxima. E, então, a razão cíclica pode ser ajustada através de um potenciômetro para diminuir ou aumentar a tensão de saída [5]-[7].

Em comparação com as topologias Full Bridge e Half-Bridge, onde as chaves são ligadas de forma assíncrona, é necessário sinais de comando defasados entre si e que garanta um tempo morto entre o acionamento das chaves. O acionamento simultâneo coloca a entrada em curto-circuito. A desigualdade no tempo de comutação entre as chaves traz componentes de corrente contínua no transformador, que leva a saturação do núcleo ocasionando na falha do conversor. Para evitar isto, é necessário a adição de um capacitor em série com o primário do transformador [2]. A comutação no conversor Forward duas chaves ocorrem de forma síncrona, possibilitando compartilhar o mesmo circuito de comando, desde que os sinais *gate-source* estejam isolados entre si, pois possuem referências diferentes [4] [8]. Esta isolamento pode ser realizada através de um circuito com fotoacoplador ou trafo.

Para não ocorrer a saturação do núcleo no conversor Forward, é necessário que aconteça a desmagnetização antes do início de outro período de comutação. Diferente do conversor Forward convencional, a desmagnetização do núcleo é feita através de diodos, dispensando o enrolamento de desmagnetização do transformador, que traz como benefício a redução de interferência magnética em frequências acima de 100kHz [8]. Se o enrolamento de desmagnetização não começar a conduzir imediatamente devido a sua alta impedância quando os interruptores são desligados, poderá resultar a falha do conversor [8].

Tanto a possibilidade de trabalhar em frequências mais elevadas, quanto a inutilização do enrolamento de desmagnetização, reduzem o tamanho e a massa deste elemento magnético.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção serão abordados os tópicos relevantes para a concepção do projeto.

A. Retificador em ponte a diodos com filtro capacitivo

Os retificadores são conversores de potência CA-CC, possibilitando a alimentação do conversor Forward a duas chaves pela rede elétrica.

Neste tópico será abordada a topologia em ponte completa a diodos com filtro capacitivo. O sinal alternado possui dois semiciclos, o positivo e o negativo. Analisando o circuito no semiciclo positivo, o diodo D_{r1} , é polarizado diretamente e retornando ao ponto inicial através de D_{r3} . Os diodos D_{r2} e D_{r4} estão polarizados reversamente. No semiciclo negativo as polarizações dos diodos são opostas em relação ao semiciclo positivo.

A adição do filtro capacitivo tem como objetivo reduzir a ondulação da tensão retificada. Enquanto a tensão de entrada é superior à tensão do capacitor, ocorre o carregamento do capacitor. A partir do momento em que a tensão de entrada se torna menor do que a tensão do capacitor, os diodos não conduzem. A corrente é fornecida para carga através do capacitor que se descarrega até que a tensão de entrada seja superior à tensão do capacitor, recarregando-o [5] [7]. O circuito retificador e o formato de onda da tensão retificada filtrada são apresentados, respectivamente, nas Figuras 1 e 2.

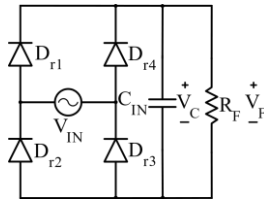


Fig. 1. Retificador em ponte com filtro capacitivo.

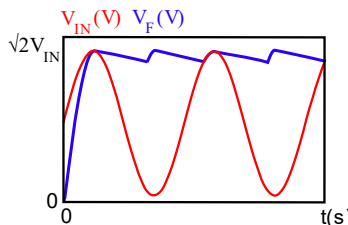


Fig. 2. Tensão de entrada e Tensão retificada filtrada.

O capacitor de filtro é calculado através da Eq. (1), [6]:

$$C_{IN} = \frac{P_{OUT}}{f \cdot \eta \cdot (v_{C,MAX}^2 - v_{C,MIN}^2)} \quad (1)$$

onde:

- C_{IN} - capacitância do filtro do retificador;
- f - frequência da rede;
- η - eficiência;
- v_C - tensão do sinal retificado;
- MAX - Afixo para indicar o valor máximo;

MIN - Afixo para indicar o valor mínimo.

As tensões máxima e mínima no capacitor, considerando a queda de tensão nos diodos, podem ser calculadas através da Eq. (2) e Eq. (3), [6]:

$$v_{C,MIN} = \sqrt{2}v_{IN,MIN} \cdot \left(1 - \frac{\Delta v_C}{2}\right) - 2V_D \quad (2)$$

$$v_{C,MAX} = \sqrt{2}v_{IN,MIN} \cdot \left(1 + \frac{\Delta v_C}{2}\right) - 2V_D \quad (3)$$

onde:

- V_D - queda de tensão no diodo;
- v_{IN} - tensão da rede elétrica;
- Δv_C - ondulação de tensão sobre o capacitor de filtro.

B. Conversor Forward a duas chaves

No conversor Forward a duas chaves, a desmagnetização do transformador é realizada através dos diodos D_1 e D_2 quando as chaves são desligadas. O acionamento das duas chaves precisa ser síncrono. A topologia a duas chaves é apresentada na Figura 3.

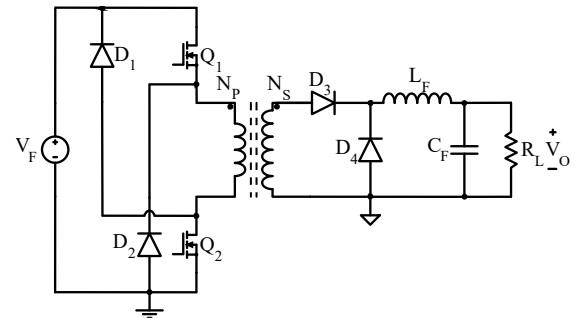


Fig. 3. Conversor Forward a duas chaves.

Antes de discorrer sobre as etapas de funcionamento, convém uma breve comparação entre a desmagnetização do núcleo em comparação a outras técnicas, que justifica a escolha da topologia. Quando as duas chaves estão abertas, a tensão sobre cada chave, considerando diodos ideais, é a mesma que a da fonte. Em comparação com outras topologias como o Forward convencional ou com circuito *snubber* RCD ou LCDD, o estresse de tensão é duas vezes menor. Quando as chaves são desligadas, a polaridade do transformador é invertida de forma instantânea e gera um pico de tensão que poderia danificar as chaves. Na topologia Forward a duas chaves, isto é suprimido pelos diodos de desmagnetização que oferecem um caminho à corrente magnetizante, para a reinicialização o núcleo através da fonte, dispensando o uso de circuito *snubber* [4] [8].

O funcionamento desta topologia será detalhado em etapas, onde ocorrem as mudanças do estado do circuito. Para simplificação da análise, é possível assumir que: a fonte de tensão é ideal, com impedância de saída nula; a capacitância parasita e indutância de condução dos diodos são nulas; a indutância de dispersão e a capacitância parasita do transformador é desprezível; a queda de tensão sobre os diodos e transistores são nulas [8]. Devido ao escopo deste trabalho, as etapas de operação serão com o conversor operando em modo de condução contínua.

Devido ao escopo deste trabalho, as etapas de operação serão com o conversor operando em modo de condução

contínua. As principais formas de onda do conversor Forward duas chaves são representadas na Figura 4.

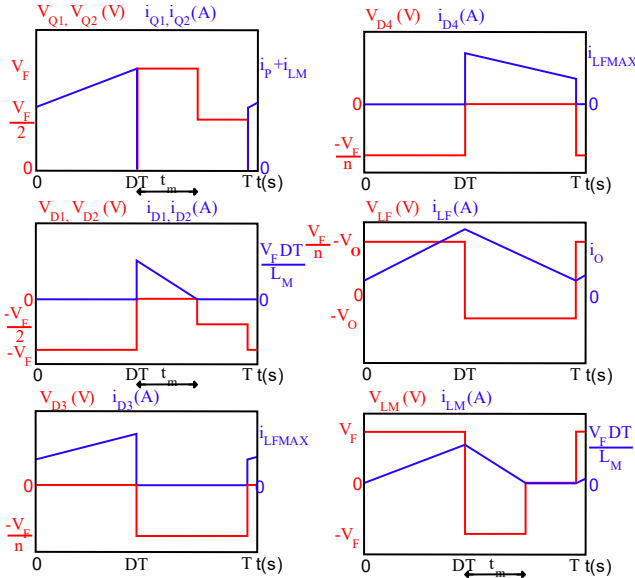


Fig. 4. Formatos de onda do conversor Forward duas chaves.

1) Intervalo de tempo $0 < t < DT$: O circuito que ilustra esta etapa é demonstrado através da Figura 5.

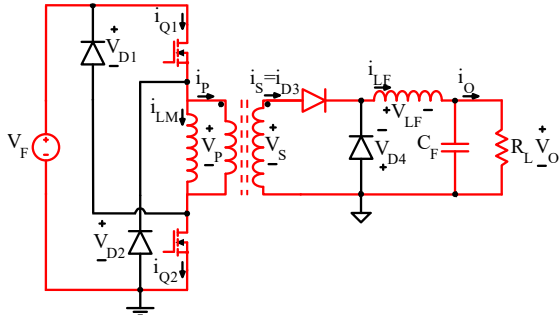


Fig. 5. Conversor Forward a duas chaves – Primeira etapa.

Nessa etapa as duas chaves Q_1 e Q_2 estão fechadas, os diodos D_1 e D_2 são polarizados reversamente e a tensão da fonte é aplicada ao primário do trafo. A tensão sobre a indutância magnetizante é equivalente ao primário [8] [9], conforme a Eq. (4):

$$v_P = v_{LM} = v_F = L_M \frac{di_{LM}}{dt} \quad (4)$$

onde:

- i_{LM} - corrente magnetizante do transformador;
- L_M - indutância magnetizante do transformador;
- t - tempo;
- v_F - tensão de entrada do Forward a duas chaves;
- v_{LM} - tensão magnetizante do transformador;
- v_P - tensão no primário do transformador.

A relação da tensão e da corrente entre o primário e secundário do transformador estão associadas à relação de espiras do primário e secundário [8], calculada através da Eq. (5):

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{i_P}{i_S} = \frac{v_S}{v_P} \quad (5)$$

onde:

- i_P - corrente no primário do transformador;
- i_S - corrente no secundário do transformador;
- n - relação de espiras do transformador;
- N_P - número de espiras do primário;
- N_S - número de espiras do secundário;
- v_S - tensão no secundário do transformador.

A corrente magnetizante do transformador cresce enquanto a chave está fechada, então o seu valor pico acontece no instante de tempo DT [8]. A corrente magnetizante inicial é nula [8] [9]. Então é descrita pela Eq. (6):

$$i_{LM}(t) = \frac{1}{L_M} \int_0^t v_F dt = \frac{v_F}{L_M} t \quad (6)$$

A variação da corrente magnetizante pode ser calculada através da Eq. (7):

$$\Delta i_{LM} = i_{LM}DT = \frac{v_F}{L_M} DT = \frac{v_F D}{f_S L_M} \quad (7)$$

onde:

- D - razão cíclica;
- f_S - frequência de comutação;
- T - Período.

Considerando as variáveis de projeto, a corrente magnetizante máxima do transformador pode ser definida pela Eq. (8):

$$\Delta i_{LM,MAX} = \frac{D_{MIN} v_{F,MAX}}{f_S L_{M,MIN}} \quad (8)$$

Onde a corrente magnetizante máxima do transformador pode ser aproximada por 10% da corrente máxima do primário, considerando o transformador real aproximado [8]. Tendo a indutância mínima requerida do transformador, definida pela Eq. (9):

$$L_{M,MIN} = \frac{D_{MIN} v_{F,MAX}}{f_S \Delta i_{LM,MAX}} \quad (9)$$

A tensão sobre o indutor de filtro, é expressa pela Eq. (10):

$$v_{LF} = \frac{v_F}{n} - v_O = L_F \frac{di_{LF}}{dt} \quad (10)$$

onde:

- i_{LF} - corrente do indutor de filtro;
- L_F - indutor de filtro;
- v_{LF} - tensão do indutor de filtro;
- v_O - tensão de saída.

Com o diodo D_3 em condução e o diodo D_4 em bloqueio, a corrente que flui pelo secundário, diodo D_3 e indutor de filtro são iguais e são calculadas através da Eq. (11) e da Eq. (12):

$$i_S = i_{D3} = i_{LF} = \frac{1}{L_F} \int_0^t v_{LF} dt + i_{LF}(0) \quad (11)$$

$$i_S = i_{D3} = i_{LF} = \frac{v_F - v_O}{L_F} t + i_{LF}(0) \quad (12)$$

onde:

- i_{D3} - corrente do diodo D_3 ;

Através da relação de espiras, a corrente do primário é definida pela Eq. (13):

$$i_p = \frac{i_s}{n} = \frac{v_F - v_o}{nL_F} t + \frac{i_{LF}(0)}{n} \quad (13)$$

Considerando a corrente magnetizante, a corrente nas chaves pode ser expressa pela Eq. (14):

$$i_{Q1} = i_{Q2} = i_p + i_{LM} = \frac{v_F - v_o}{nL_F} t + \frac{i_{LF}(0)}{n} + \frac{v_F}{L_M} t \quad (14)$$

onde:

- i_{Q1} - corrente da chave Q₁;
- i_{Q2} - corrente da chave Q₂.

Analisando a malha formada pelo diodo D₄, indutor e a saída, a tensão sobre o diodo D₄ é calculada pela Eq. (15):

$$v_{D4} = -v_{LF} - v_o = -\frac{v_F}{n} \quad (15)$$

onde:

- v_{D4} - tensão do diodo D₄.

Analisando o circuito, a tensão sobre os diodos de desmagnetização é dada pela Eq. (16):

$$v_{D1} = v_{D2} = -v_F \quad (16)$$

onde:

- v_{D1} - tensão do diodo D₁;
- v_{D2} - tensão do diodo D₂.

A primeira etapa é finalizada com a abertura das duas chaves.

2) Intervalo de tempo $DT < t < DT + t_m$: O circuito equivalente a esta etapa é apresentado na Figura 6.

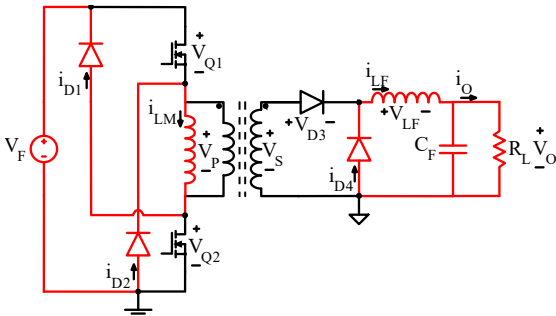


Fig. 6. Conversor Forward a duas chaves – Segunda etapa.

Durante esta etapa, as chaves estão abertas. Os diodos D₁ e D₂ são polarizados diretamente e grampeiam a tensão sobre os transistores na tensão da fonte [4], conforme a Eq. (17):

$$v_{Q1} = v_{Q2} = v_F \quad (17)$$

onde:

- v_{Q1} - tensão da chave Q₁;
- v_{Q2} - tensão da chave Q₂.

Analisando o lado secundário, o diodo D₃ é bloqueado e o diodo D₄ conduz, fornecendo caminho para corrente no indutor. A tensão sobre o indutor L_F é expressa pela Eq. (18):

$$v_{LF} = -v_o = L_F \frac{di_{LF}}{dt} \quad (18)$$

A corrente que flui pelo diodo D₄ e pelo indutor, é calculada nas Eq. (19) e Eq. (20):

$$i_{LF} = i_{D4} = -\frac{v_o}{L_F} \int_{DT}^t dt + i_{LF}(DT) \quad (19)$$

$$i_{LF} = i_{D4} = -\frac{v_o}{L_F} (t - DT) + i_{LF}(DT) \quad (20)$$

onde:

- i_{D4} - corrente do diodo D₄.

A ondulação de corrente, pico a pico, do indutor é calculada através da Eq. (21):

$$\Delta i_{LF} = i_{LF}(DT) - i_{LF} = \frac{v_o T(1-D)}{L_F} = \frac{v_o(1-D)}{f_s L_F} \quad (21)$$

A tensão no primário do transformador e da indutância magnetizante é expressa pela Eq. (22):

$$v_o = v_{LM} = -v_F = L_M \frac{di_{LM}}{dt} \quad (22)$$

A corrente dos diodos D₁ e D₂ e da indutância magnetizante pode ser calculada pela Eq. (23), tendo o seu valor máximo no instante de tempo DT, calculado na Eq. (24):

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{LM} = \frac{1}{L_M} \int_{DT}^t v_{LM} dt + i_{LM}(DT) \quad (23)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{LM} = \frac{v_F D}{f_s L_M} \quad (24)$$

onde:

- i_{D1} - corrente do diodo D₁;
- i_{D2} - corrente do diodo D₂.

A tensão sobre o secundário do transformador e o diodo D₃, é calculado através da Eq. (25):

$$v_s = -v_{D3} = \frac{v_F}{n} \quad (25)$$

onde:

- v_{D3} - tensão do diodo D₃.

Essa etapa é finalizada quando o núcleo é totalmente desmagnetizado.

3) Intervalo de tempo $DT + t_m < t < T$: O circuito que representa esta etapa é apresentado na Figura 7.

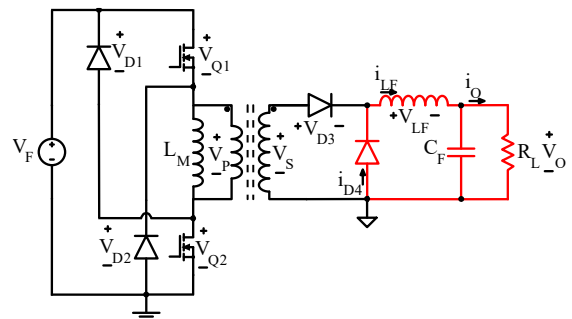


Fig. 7. Conversor Forward a duas chaves – Terceira etapa.

Nesta etapa, os diodos D₁, D₂ e D₃ estão bloqueados, assim como os transistores Q₁ e Q₂ permanecem desligados. O diodo de roda livre D₄ permanece em condução. A tensão sobre Q₁ e Q₂ é a metade da tensão da fonte, conforme a Eq. (26)[8]:

$$v_{Q1} = v_{Q2} = \frac{v_F}{2} \quad (26)$$

A tensão sobre os diodos grameadores D_1 e D_2 é calculado pela Eq. (27):

$$v_{D1} = v_{D2} = -\frac{v_F}{2} \quad (27)$$

A tensão sobre o indutor é calculada pela Eq. (18) e assim como deduzido na etapa anterior, a corrente do indutor e no diodo D_4 são calculadas para o instante de tempo desta etapa, conforme as Eq. (28) e Eq. (29):

$$i_{LF} = i_{D4} = -\frac{v_O}{L_F} \int_{DT+t_m}^t dt + i_{LF}(DT + t_m) \quad (28)$$

$$i_{LF} = i_{D4} = -\frac{v_O}{L_F} (t - (DT + t_m)) + i_{LF}(DT + t_m) \quad (29)$$

Essa etapa é finalizada quando as chaves são ligadas.

III. METODOLOGIA

O projeto do conversor será feito através do *Software* de cálculo *MathCAD*, disponível no Apêndice A, seguindo a metodologia de [2] [8] [10]. Neste tópico será tratado apenas acerca dos parâmetros principais. Os parâmetros de projeto estão definidos na Tabela I.

TABELA I
Parâmetros de projeto

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
v_{IN}	220 V	$v_{O,MAX}$	250 V
Δv_{IN}	10%	$v_{O,MIN}$	100 V
f	60 Hz	$i_{O,MAX}$	800 mA
f_s	150 kHz	$P_{O,MAX}$	200 W
Δv_C	10%	Δv_O	1%
V_D	1 V	Δi_{LF}	20%
η	75%	D_{MAX}	0,45

onde:

Δi_{LF} - ondulação da corrente do indutor de filtro;

Δv_{IN} - variação da tensão da rede elétrica;

Δv_O - ondulação da tensão da rede elétrica.

A. Projeto do retificador e filtro de entrada

A potência de entrada, considerando as perdas estimadas, é dada pela Eq. (30):

$$P_{IN,MAX} = \frac{P_{O,MAX}}{\eta} = 266,67 \text{ W} \quad (30)$$

onde:

P_{IN} - potência de entrada.

Para o cálculo do filtro capacitivo do retificador, é necessário calcular as tensões mínimas e máximas no barramento CC, considerando a tensão mínima fornecida pela rede, onde é exigido um capacitor de tamanho maior para atender o limite do *ripple* de tensão, que pode ser calculado pelas Eq. (1), Eq. (2) e Eq. (3). A tensão máxima que pode ser submetida no capacitor é calculada pelas Eq. (31) e Eq. (32):

$$v_{IN,MAX} = v_{IN} + v_{IN}\Delta v_{IN} = 242 \text{ V} \quad (31)$$

$$v_{C,PK} = \sqrt{2}v_{IN,MAX} \left(1 + \frac{\Delta v_C}{2}\right) = 357,3 \text{ V} \quad (32)$$

onde:

$v_{C,PK}$ - tensão pico no capacitor de filtro do retificador.

Com base nos modelos comerciais, o capacitor definido foi de 330 μF , que suporta tensão de 450 V.

B. Projeto do transformador

A razão cíclica máxima para o conversor Forward a duas chaves é limitada pelo circuito integrado (CI) de controle. Utilizando como base para este estudo, o CI UC3825, onde a razão cíclica máxima de 0,45[10]. Com isso, a relação de espiras entre o primário e secundário é dada pela Eq. (33):

$$n = \frac{v_{C,MIN}D_{MAX}}{v_{O,MAX}+V_D} = 0,47 \quad (33)$$

Contudo, para garantir que a razão cíclica nunca ultrapasse o limite do UC3825, é estabelecido que n é igual a 0,4. A razão cíclica máxima e mínima são calculadas considerando os parâmetros de projeto, pelas Eq. (34) e Eq. (35):

$$D_{MAX} = \frac{(v_{O,MAX}+V_D)}{v_{C,MIN}} n = 0,38 \quad (34)$$

$$D_{MIN} = \frac{(v_{O,MIN}+V_D)}{v_{C,PK}} n = 0,11 \quad (35)$$

A escolha do núcleo magnético é feita a partir do produto $A_e A_w$ calculado. Os valores calculados do trafo teórico estão dispostos na Tabela II.

TABELA II
Dados do transformador teórico

Parâmetro	Valor
Núcleo	NEE 30/15/14
N_p	31
N_s	86
R_p	117m Ω
R_s	650m Ω

C. Projeto do filtro de saída

A indutância mínima necessária para o filtro de saída pode ser calculada através da Eq. (36):

$$L_{F,MIN} = \frac{(v_{C,MIN}-v_{O,MAX})D_{MIN}}{\Delta i_{O,MAX} f_s} = 1,93 \text{ mH} \quad (36)$$

A ondulação máxima da corrente no indutor, seguindo os parâmetros de projeto, é dada pela Eq. (37):

$$i_{L,MAX} = i_{O,MAX} \left(1 + \frac{\Delta i_O}{2}\right) = 880 \text{ mA} \quad (37)$$

A capacitância mínima do filtro é definida na Eq. (38):

$$C_{F,MIN} = \frac{\Delta i_{O,MAX}}{4f_s \Delta v_{O,MIN}} = 266,67 \text{ nF} \quad (38)$$

Com base em uma análise prévia no simulador, o capacitor C_F foi definido em 1 μF para reduzir a amplitude da oscilação da tensão de saída.

D. Projeto do controlador

Para realizar o controle da tensão de saída do conversor, é necessário o conhecimento da planta. O modelo do conversor

Forward, incluindo a relação de espiras, é semelhante ao conversor *Buck*, tendo a função de transferência representada pela Eq. (39)[11]:

$$\frac{V_O(s)}{D(s)} = P_V(s) = \frac{\frac{v_F}{n}}{L_F C_F s^2 + \frac{L_F}{R_L} s + 1} \quad (39)$$

A topologia adotada para o controle é com dois polos e zeros. O conversor e circuito de controle, são apresentados na Figura 8.

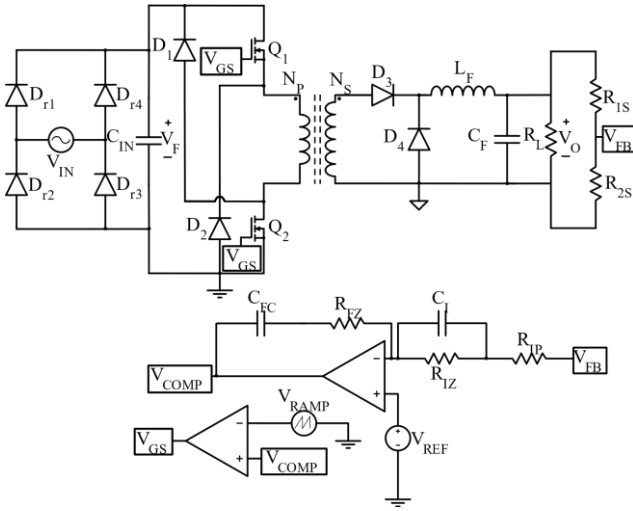


Fig. 8. Circuito equivalente para simulação.

A frequência do filtro é calculada através da Eq. (40):

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} = 3,62 \text{ kHz} \quad (40)$$

O sensor para a realimentação negativa é feito através de um divisor resistivo, do qual o sinal é representado por V_{FB} . A tensão de referência (V_{REF}) é de 5,1V. Pertencente à porta 16 do UC3825 [10].

O primeiro resistor do sensor de tensão, é arbitrado como 220 k Ω , sendo consideravelmente maior que a resistência máxima da carga. O segundo resistor, pode ser calculado através da Eq. (41), considerando valor comercial.

$$R_{2S} = R_{1S} \frac{V_{REF}}{(V_{O,MAX} - V_{REF})} = 4,7 \text{ k}\Omega \quad (41)$$

onde:

R_{1S} - primeiro resistor do sensor de tensão;

R_{2S} - segundo resistor do sensor de tensão.

A tensão de pico do sinal tipo rampa ($V_{RAMP,PK}$) gerado pelo UC3825 é de 2,8 V [10]. As funções de transferência do sensor de tensão (FT_S) e do modulador por largura de pulso (FT_M) são apresentadas, respectivamente, nas Eq. (42) e Eq. (43):

$$FT_S = \frac{R_{2S}}{(R_{1S} + R_{2S})} = 0,02 \quad (42)$$

$$FT_M = \frac{1}{V_{RAMP,PK}} = 0,36 \frac{1}{V} \quad (43)$$

Respeitando o teorema de Nyquist-Shanon e para manter o controle mais estável, manteve-se a frequência de cruzamento (f_{cruz}) sendo 4 vezes menor que a frequência de comutação [11], conforme a Eq. (45):

$$f_{cruz} = \frac{f_s}{4} = 37,5 \text{ kHz} \quad (45)$$

A partir da malha direta ($FT_V(s)$), conforme a Eq. (46), plotou-se o diagrama de Bode, apresentado na Figura 9. Com isso, verificou-se o ganho em decibéis (K_{dB}) na frequência de cruzamento. Na sequência, o ganho absoluto (K_{FT}) é calculado através da Eq. (47).

$$FT_V(s) = P_V(s) FT_S FT_M \quad (46)$$

$$K_{FT} = 10^{\frac{|K_{dB}|}{20}} = 20,63 \quad (47)$$

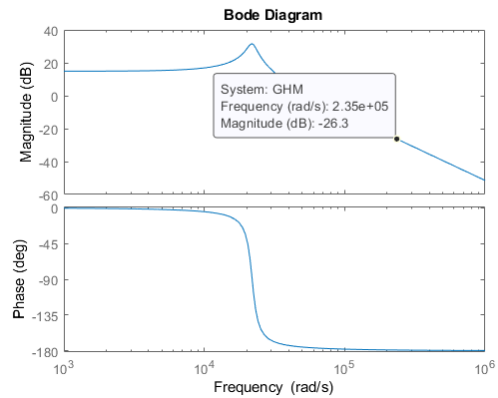


Fig. 9. Diagrama de Bode da malha direta do conversor.

Para o projeto do compensador, alocam-se os zeros na frequência do filtro LC. Para garantir o seguimento da referência em regime permanente, o primeiro polo é alocado na origem, realizando a ação integradora. O segundo polo é adicionado uma década depois. A Tabela III mostra o posicionamento dos polos (f_{p1} e f_{p2}) e zeros (f_{z1} e f_{z2}) do circuito compensador.

Para calcular os valores dos componentes, primeiramente estipula-se o valor do resistor R_{IZ} , que para este projeto foi adotado como 56k Ω . Os cálculos estão disponíveis nas Eq. (48), Eq. (49), Eq. (50) e Eq. (51), com os respectivos valores atualizados baseando-se nos valores comerciais dos componentes reais. Os valores dos componentes estão disponíveis na Tabela IV.

TABELA III

Frequência dos polos e zeros do controlador			
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
f_{z1}	3,49kHz	f_{p1}	0Hz
f_{z2}	3,49kHz	f_{p2}	34,9kHz

$$C_I = \frac{1}{2\pi R_{IZ} f_{z1}} \quad (48)$$

$$R_{IP} = \frac{R_{IZ}}{(2\pi C_I f_{p2} R_{IZ} - 1)} \quad (49)$$

$$R_{FZ} = K_{FT} R_{IP} \quad (50)$$

$$C_{FC} = \frac{C_I R_{IZ}}{R_{FZ}} \quad (51)$$

TABELA IV
Parâmetros de projeto: Compensador

Parâmetro	Valor
R_{IZ}	56k Ω
R_{IP}	6,8k Ω
R_{FZ}	150k Ω
C_I	820pF
C_{FC}	330pF

A função de transferência do compensador é apresentada na Eq. (52):

$$FT_{COMP}(s) = \frac{(1+R_{IZ}C_I s)(1+C_F R_{FZ} s)}{C_F s (R_{IP}+R_{IZ}) \left(1+C_I s \frac{R_{IP} R_{IZ}}{R_{IZ}+R_{IP}}\right)} \quad (52)$$

O diagrama de Bode da planta compensada está disposto na Figura 10.

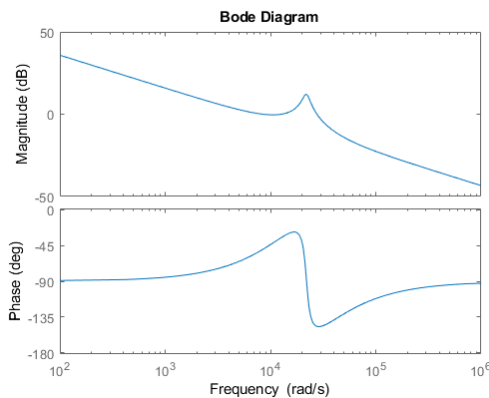


Fig. 10. Diagrama de Bode da planta compensada.

Observa-se que a margem da fase da planta não compensada é próxima de 0°. Já a planta compensada, apresenta a margem de fase próxima de 130°, além de não passar por -180°, promovendo a estabilidade do sistema em relação à margem de ganho.

IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para analisar o desempenho do conversor projetado, foram conduzidas simulações no circuito apresentado na Figura 8, via *software PSIM*, considerando as condições críticas de operação.

Os gráficos de tensão e corrente de saída nas diferentes simulações, estão dispostos nas Figuras 11 e 12, já com o conversor operando em regime permanente.

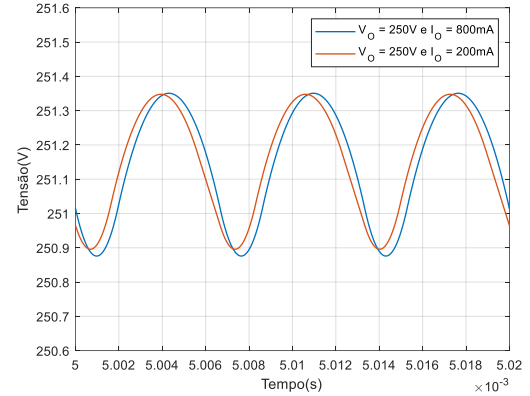


Fig. 11. Tensão de Saída – Razão cíclica máxima.

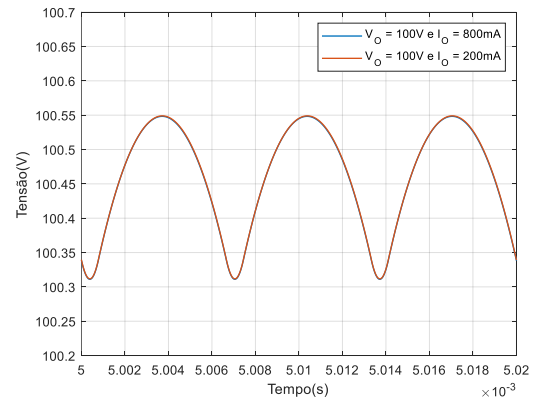


Fig. 12. Tensão de Saída – Razão cíclica mínima.

Como pode ser observado nos gráficos, operando com a razão cíclica máxima, o conversor apresenta uma pequena diferença com as diferentes cargas, sendo desprezível em comparação a magnitude do sinal. A simulação com razão cíclica mínima apresentou oscilações com amplitudes semelhantes. Em todas as simulações, a saída seguiu a referência, com erro aproximado de 0,45%, possivelmente ocasionado pela aproximação dos resistores comerciais do sensor de tensão. A ondulação é inferior aos requisitos de projeto.

Para verificar o comportamento do conversor sob perturbação de entrada, somou-se uma senoide com 10% da amplitude da tensão de entrada da rede, variação máxima definida no projeto. A senoide foi somada no instante de tempo 12,5ms, onde a tensão da rede estava com a amplitude máxima. A perturbação ocasionada na entrada do conversor Forward (barramento CC) é apresentada na Figura 13. Nesta simulação o conversor opera com tensão e corrente máxima, condição crítica do projeto. A resposta da tensão de saída sob a perturbação de entrada é verificada na Figura 14 e o sinal do circuito compensador é apresentado na Figura 15.

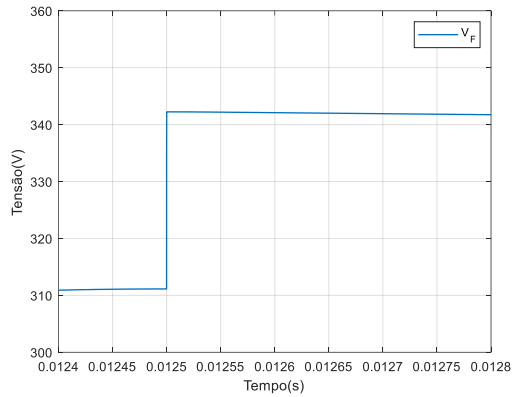
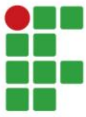


Fig. 13. Perturbação na tensão da rede.

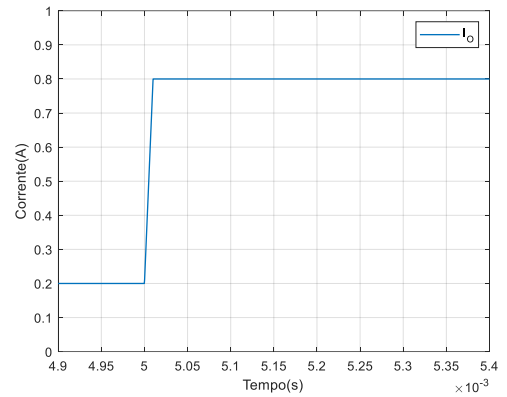


Fig. 16. Corrente de saída: variação de 400% de carga.

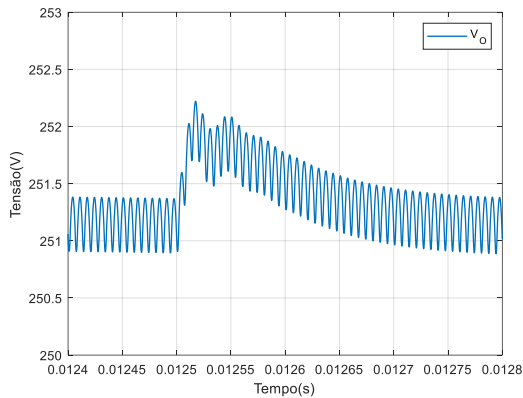


Fig. 14. Tensão de saída sob perturbação de entrada.

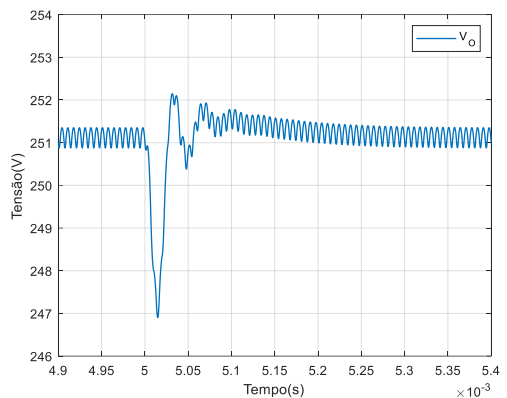


Fig. 17. Tensão de saída: variação de 400% de carga.

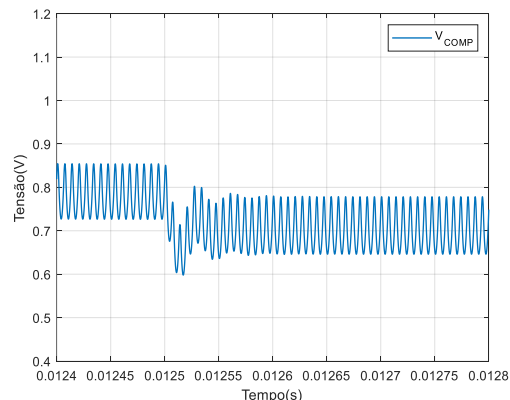


Fig. 15. Tensão do compensador sob perturbação de entrada.

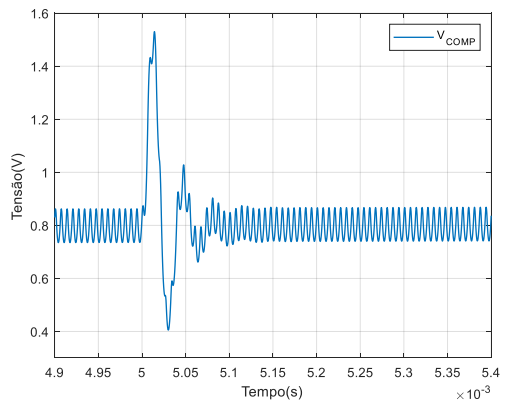


Fig. 18. Tensão do compensador: variação de 400% de carga.

A tensão de saída se elevou com a perturbação de entrada, fazendo com que o compensador diminua o sinal de tensão que compara com a onda triangular para gerar o sinal *gate-source*, com o objetivo de reduzir a razão cíclica e consequentemente diminuir a tensão de saída, que brevemente retorna ao seu valor de regime permanente. O *overshoot* ocasionado pela perturbação de entrada é inferior a 1% da tensão desejada no projeto.

Para analisar o comportamento do conversor sobre a variação de carga, aplicou-se um degrau de carga, como mostrado na Figura 16. A resposta da tensão de saída e do sinal compensador (V_{COMP}) são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 17 e 18.

A mudança de carga de forma abrupta ocasiona um *undershoot* na tensão de saída. Para retornar à tensão desejada, a tensão do circuito compensador é aumentada, que por consequência eleva a razão cíclica. Dessa forma, a tensão de saída aumenta e ultrapassa a tensão requerida. Novamente, o circuito compensador age, reduzindo a razão cíclica. Isso se repete até o conversor estabilizar na tensão anterior ao degrau de carga.

A análise das principais formas do circuito simulado e estresse nos componentes, disponível na Tabela V, foi feita a partir do conversor operando nas condições de tensão e corrente máxima. Considerou-se os formatos de onda em 5 ms a fim de assegurar que o conversor já esteja operando em regime permanente. Para o retificador, considerou-se a partir do segundo período.

TABELA V
Esforços nos componentes semicondutores: em simulação com carga máxima (250V e 800mA)

Parâmetro	Valor simulado	Valor calculado
$V_{Dr1,2,3,4PK}$	311,17 V	311,13 V
$V_{Q1,2PK}$	309,52 V	311,13 V
$V_{D1,2PK}$	-309,52 V	-311,13 V
V_{D3PK}	-858,66 V	-777,83 V
V_{D4PK}	-857,74 V	-777,83 V
$I_{Dr1,2,3,4AWG}$	323,09 V	505,03 mA
$I_{O1,2RMS}$	1,36 A	1,23 A
$I_{D1,2AWG}$	58,82 mA	76 mA
I_{D3AWG}	234,73 mA	304 mA
I_{D4AWG}	569,18 mA	496 mA

A partir dos dados coletados na simulação, é possível realizar a escolha dos diodos e transistores que atendam estes requisitos.

As Figuras 19 e 20 mostram, respectivamente, as formas de onda de tensão e corrente nos diodos do retificador de entrada.

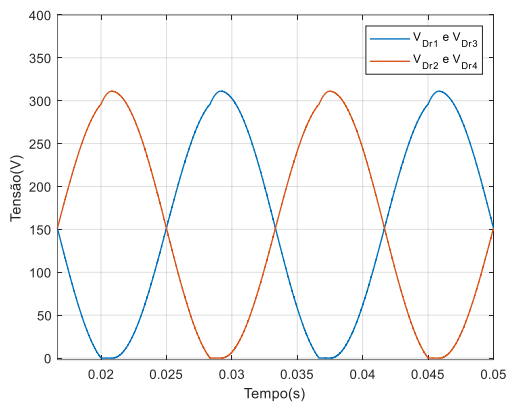


Fig. 19. Tensão nos diodos D_{r1} , D_{r2} , D_{r3} e D_{r4} .

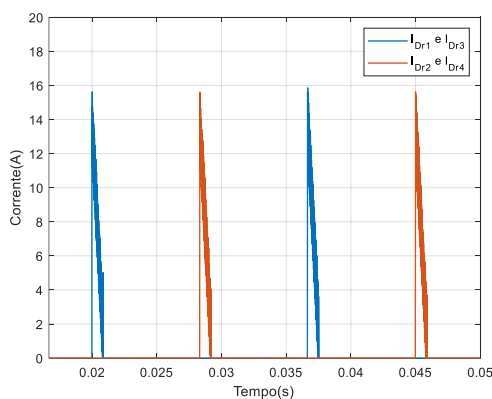


Fig. 20. Corrente nos diodos D_{r1} , D_{r2} , D_{r3} e D_{r4} .

A Figura 21 traz a comparação de tensão da rede elétrica e do sinal retificado filtrado, que apresenta ondulação de 5,4%, cumprindo o requisito de projeto.

A tensão nas chaves Q_1 e Q_2 e nos diodos D_1 e D_2 é exposta na Figura 22. A corrente nestes componentes é apresentada na Figura 23.

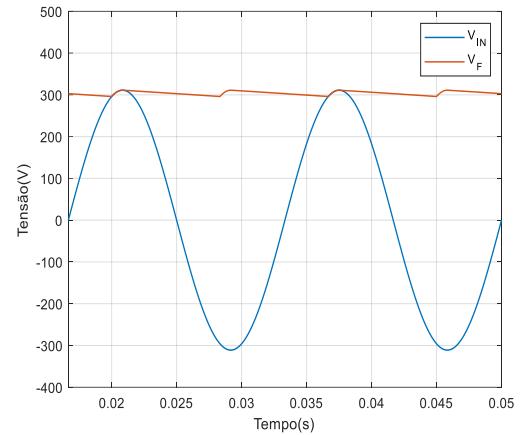


Fig. 21. Tensão da rede e tensão retificada filtrada.

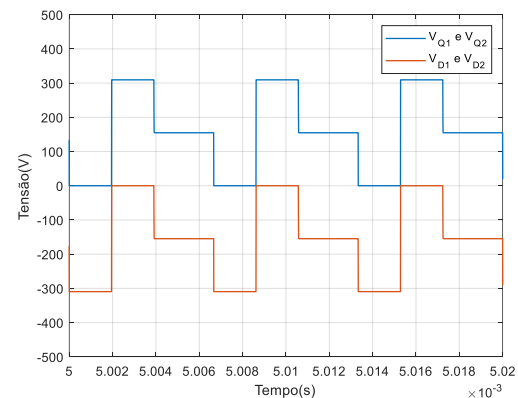


Fig. 22. Tensão nas chaves Q_1 e Q_2 e nos diodos D_1 e D_2 .

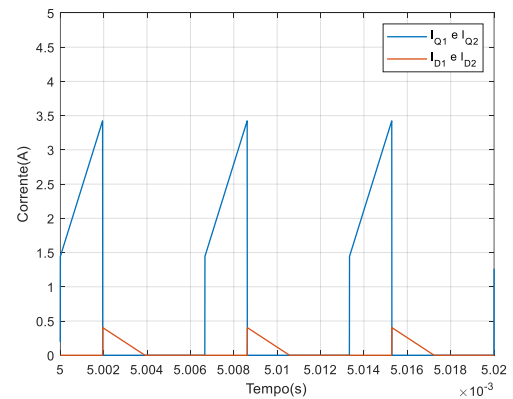


Fig. 23. Corrente nas chaves Q_1 e Q_2 e nos diodos D_1 e D_2 .

Os formatos de onda entre as chaves são iguais e em fase, porque as duas chaves são acionadas de forma síncrona para a operação do conversor. Conforme visto na literatura, a tensão pico em cada chave é igual a tensão da fonte. Este valor é a metade, quando comparado ao conversor Forward tradicional.

Os diodos de desmagnetização D_1 e D_2 precisam entrar em condução ao mesmo tempo para realizar a desmagnetização do transformador. Sendo assim, os formatos de onda também são iguais e em fase.

As Figuras 24 e 25 mostram, respectivamente, a tensão e corrente nos diodos D_3 e D_4 . Estes diodos não podem conduzir simultaneamente, pois isso resultaria em um curto-circuito na saída do conversor.

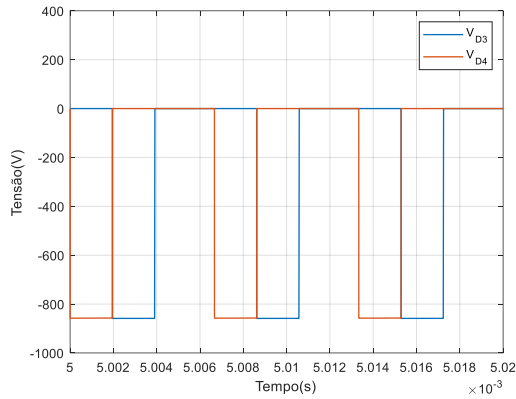


Fig. 24. Tensão nos diodos D_3 e D_4 .

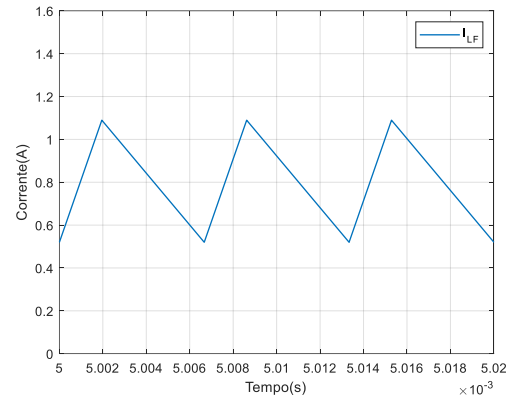


Fig. 27. Corrente no indutor de filtro L_F .

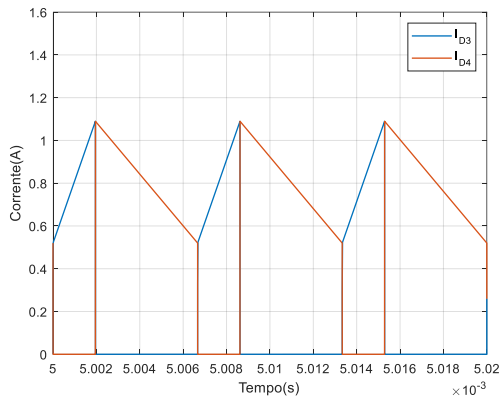


Fig. 25. Corrente nos diodos D_3 e D_4 .

As Figuras 26 e 27 apresentam, sucessivamente, a tensão e corrente no indutor de filtro. A corrente nunca é zerada, operando em modo de condução contínua. O valor médio de corrente em cada período de comutação é nulo, como o esperado, de modo a evitar a saturação do núcleo do indutor.

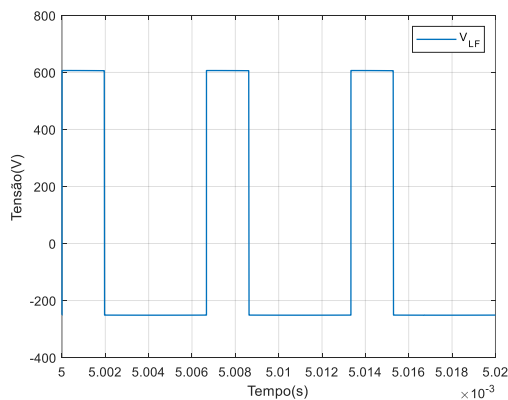


Fig. 26. Tensão no indutor de filtro L_F .

Observa-se que os formatos de onda, assim como os valores de corrente e tensão obtidos nas simulações são condizentes com a literatura e os valores calculados. Com o objetivo de verificar a ação de controle na tensão de saída, a Figura 28 traz a comparação da tensão de saída do conversor operando em malha aberta e em malha fechada.

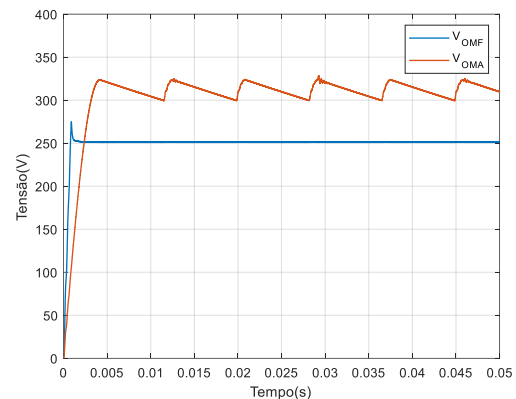


Fig. 28. Tensão de saída: malha aberta versus malha fechada.

Em malha aberta, a tensão de saída não segue precisamente a referência desejada e exibe oscilações em baixa frequência, influenciadas pelo barramento CC. Isso contrasta com o comportamento do sistema em malha fechada, que segue a referência e apresenta baixas oscilações. O *overshoot* em malha fechada é de aproximadamente 10%. Na prática, isso pode ser contornado adicionando um capacitor de *soft-start* no pino 8 do CI UC3825.

V. CONCLUSÕES

O conversor Forward duas chaves projetado demonstrou resposta linear à variação da razão cíclica. Quando operando em malha fechada, apresentou seguimento de referência e baixa ondulação. Estes fatores são de extrema relevância para uma fonte de alimentação. O *overshoot* da tensão de saída durante o período transitório pode ser minimizado com a partida em *soft-start*.

Também se verificou que a perturbação de entrada e a variação de carga com o conversor já em operação, não afetou significativamente a tensão de saída devido a ação de controle do circuito compensador, atendendo os requisitos de projeto que foram estabelecidos.

Em síntese, este estudo demonstrou a viabilidade de um conversor Forward duas chaves operando como fonte de tensão variável a ser utilizada em laboratório.

Trabalhos futuros podem realizar a implementação prática do conversor projetado e comparar a resposta do conversor sob o controle concorrente ou em cascata de corrente e tensão.

REFERÊNCIAS

- [1] E. L. M. Mehl, “Fontes Chaveadas”, UFPR. [Online]. Disponível: www.eletrica.ufpr.br/mehl/fonteschaveadas
- [2] I. Barbi, *Projetos de fontes chaveadas*. 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2014.
- [3] C. A. Petry, “Introdução aos Conversores CC-CC”, UFSC, 2001. [Online]. Disponível: www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Introducao_Conversores_CC_CC.pdf.
- [4] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. Dayton: Wiley, 2008.
- [5] I. Barbi, *Eletrônica de Potência*. 7. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2012.
- [6] D. C. Martins, *Eletrônica de potência: conversores cc-cc básicos isolados*. Florianópolis: Edição do Autor, 2018.
- [7] D. W. Hart, *Power electronics*. New York: McGraw-Hill, 2011.
- [8] V. S. A. K. Choragudi, *Analysis and Design of Pulse-Width Modulated Two-Switch Forward DC-DC Converter for Universal Laptop Adapter*. 2011. 76 f. Dissertação de Mestrado, Institute of Engineering and Technology, Wright State University, Nalanda, 2011.
- [9] E. Manarim, R. J. Piontkewicz, *Relatório de projeto de um conversor forward com duas chaves*. Joinville: UDESC - Programa de Mestrado Eng. Elétrica, 2017.
- [10] Texas Instruments. Datasheet: UC185, UC2825 e UC3825, 2004.
- [11] A. L. BATSCHAUER, *Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos*. Joinville: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – UDESC, 2012.

APÊNDICE A

PROJETO FONTE CHAVEADA: FORWARD DUAS CHAVES

REQUISITOS DE PROJETO

$V_{in} := 220V$	Tensão de entrada nominal
$f_s := 150kHz$	Frequência de chaveamento
$f := 60Hz$	Frequência da rede
$\Delta V_c := 10\%$	Ondulação no barramento CC
$\Delta V_o := 1\%$	Ondulação da tensão de saída
$\Delta I_o := 20\%$	Ondulação da corrente de saída
$\Delta V_{in} := 10\%$	Variação da tensão de entrada
$V_{inmin} := V_{in} \cdot (1 - \Delta V_{in}) = 198 V$	Tensão de entrada mínima
$V_{inmax} := V_{in} \cdot (1 + \Delta V_{in}) = 242 V$	Tensão de entrada máxima
$\eta := 0.75$	Rendimento estimado
$V_d := 1V$	Queda de tensão nos diodos
$V_{omax} := 250V$	Tensão de saída máxima
$I_{omax} := 0.8A$	Corrente de saída máxima
$P_{omax} := V_{omax} \cdot I_{omax} = 200 W$	Potência de saída máxima
$V_{omin} := 100V$	Tensão de saída mínima
$P_{in} := \frac{P_{omax}}{\eta} = 266.667 W$	Potência de entrada máxima
$D_{max_teorica} := 0.45$	Razão cíclica máxima teórica
$I_{omin} := 0.2A$	Corrente de saída mínima
$k_w := 0.5$	Fator de utilização da área do enrolamento
$k_p := 0.75$	Fator de utilização do primário
$J_{max} := 400 \frac{A}{cm^2}$	Máxima densidade de corrente
$B_{max} := 0.18T$	Máxima densidade de fluxo magnético

PROJETO DO RETIFICADOR DE ENTRADA E FILTRO CAPACITIVO

$V_{Cmin} := \sqrt{2} \cdot V_{inmin} \cdot \left(1 - \frac{\Delta V_c}{2}\right) - 2 \cdot V_d = 264.014 V$	Tensão mínima no barramento CC considerando a tensão mínima de entrada
$V_{Cmax} := \sqrt{2} \cdot V_{inmin} \cdot \left(1 + \frac{\Delta V_c}{2}\right) - 2 \cdot V_d = 292.015 V$	Tensão máxima no barramento CC considerando a tensão mínima de entrada



PROJETO DO TRANSFORMADOR PRINCIPAL (FORWARD)

$$AeAw := \frac{2P_{omax}}{k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot B_{max}} = 0.988 \cdot cm^4$$

Produto AeAw

NÚCLEO E-30/14

$$AeAw := 1.02 cm^4$$

AeAw do transformador comercial

$$Ae := 1.20 cm^2$$

Área da seção transversal do núcleo

$$Aw := 0.85 cm^2$$

Área da janela entre carretel e núcleo

$$N_{p\text{teorico}} := \frac{(VC_{min} \cdot D_{max})}{B_{max} \cdot Ae \cdot f_s} = 30.988$$

Número de espiras no primário

$$N_p := 31$$

Número inteiro de espiras no primário

$$N_{steoricoT} := 1.1 \frac{N_p}{n} = 85.25$$

Número de espiras no primário

$$N_s := 86$$

Número inteiro de espiras no secundário

$$Scu_p := \frac{I_{pef}}{J_{max}} = 3.392 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Seção de cobre no primário

$$\Delta := \frac{7.5 cm \cdot s^{-0.5}}{\sqrt{f_s}} = 0.019 \cdot cm$$

Profundidade de penetração da corrente

$$diam_{max} := 2 \cdot \Delta = 0.039 \cdot cm$$

Diâmetro máximo: efeito pelicular

$$diam_{AWG27} := 0.036 cm$$

Diâmetro do fio AWG27

$$Scu_{AWG27} := 1.021 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Área de cobre do fio AWG27

$$N_{fiosp_teorico} := \frac{Scu_p}{Scu_{AWG27}} = 3.322$$

Número teórico de fios paralelos no primário

$$Scu_s := \frac{I_{secef}}{J_{max}} = 1.233 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Seção de cobre no secundário

$$N_{fios_teorico} := \frac{Scu_s}{Scu_{AWG27}} = 1.208$$

Número teórico de fios paralelos no secundário

$$N_{fiosp} := 4$$

Número de fios paralelos no primário

$$N_{fioss} := 2$$

Número de fios paralelos no secundário

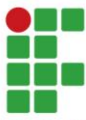
$$Scu_{isolAWG27} := 0.001344 cm^2$$

Seção do fio AWG com isolamento

$$Scu_{isol} := Scu_{isolAWG27} \cdot (N_{fiosp} \cdot N_p + N_{fioss} \cdot N_s) = 0.398 \cdot cm^2 \quad \text{Área total ocupada pelos fios}$$

$$K_u := \frac{Scu_{isol}}{Aw} = 0.468$$

Fator de ocupação



$$V_{pk} := \sqrt{2} V_{inmax} \cdot \left(1 + \frac{\Delta V_c}{2}\right) - 2 \cdot V_d = 357.352 \text{ V} \quad \text{Tensão pico no barramento CC}$$
$$C_{in} := \frac{P_{in}}{f \cdot (V_{Cmax}^2 - V_{Cmin}^2)} = 2.855 \times 10^{-4} \text{ F} \quad \text{Filtro capacitivo de entrada: mínimo}$$

CÁLCULO DA RELAÇÃO DE ESPIRAS, RAZÃO CÍCLICA E FILTRO DE SAÍDA

$$n_{teorico} := \frac{V_{Cmin} \cdot D_{max_teorica}}{V_{omax} + V_d} = 0.473 \quad \text{Relação de espiras teórica}$$

Para garantir que D_{max} não seja ultrapassado, consideramos que:

$$n := 0.4 \quad \text{Relação de espiras adotada}$$

$$D_{max} := \frac{(V_{omax} + V_d)}{V_{Cmin}} \cdot n = 0.38 \quad \text{Razão cíclica máxima}$$

$$D_{min} := \frac{(V_{omin} + V_d)}{V_{pk}} \cdot n = 0.113 \quad \text{Razão cíclica mínima}$$

$$\Delta I_{Lfmax} := I_{omax} \cdot 20\% = 0.16 \text{ A} \quad \text{Ondulação no indutor}$$

$$I_{Lfmax} := I_{omax} + \frac{\Delta I_{Lfmax}}{2} = 0.88 \text{ A} \quad \text{Corrente máxima no indutor}$$

$$L_f := \frac{\left[\left(\frac{V_{Cmin}}{n} - V_{omax}\right) \cdot D_{min}\right]}{\Delta I_{Lfmax} \cdot f_s} = 1.931 \times 10^{-3} \text{ H} \quad \text{Indutância mínima do filtro}$$

$$C_{f_teorico} := \frac{\Delta I_{Lfmax}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta V_o \cdot V_{omin}} = 266.667 \times 10^{-9} \text{ F} \quad \text{Capacitância mínima do filtro}$$

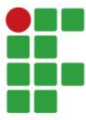
$$C_f := 1 \times 10^{-6} \text{ F} \quad \text{Capacitância do filtro adotada}$$

$$I_{secef} := I_{omax} \cdot \sqrt{D_{max}} = 0.493 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no secundário}$$

$$\Delta I_{mag} := 10\% \quad \text{Ondulação da corrente magnetizante do transformador}$$

$$I_{primpk} := \frac{I_{omax} \cdot (1 + \Delta I_{mag})}{n} = 2.2 \text{ A} \quad \text{Corrente máxima no primário}$$

$$I_{pef} := I_{primpk} \cdot \sqrt{D_{max}} = 1.357 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no primário}$$



PERDAS NO TRANSFORMADOR PRINCIPAL (FORWARD)

$\rho_{\text{AWG27}_{100^{\circ}\text{C}}} := 0.002256 \frac{\Omega}{\text{cm}}$	Resistividade do fio AWG27 em 100°C
$\text{Perimetro_carretel_transf} := 6.7\text{cm}$	Perímetro do carretel
$R_p := \frac{(\text{Perimetro_carretel_transf} \cdot \rho_{\text{AWG27}_{100^{\circ}\text{C}}} \cdot N_p)}{N_{\text{fiosp}}} = 0.117\Omega$	Resistência do primário
$R_s := \frac{(\text{Perimetro_carretel_transf} \cdot \rho_{\text{AWG27}_{100^{\circ}\text{C}}} \cdot N_s)}{N_{\text{fioss}}} = 0.65\Omega$	Resistência do secundário
$P_{\text{cu_transf}} := R_p \cdot I_{\text{pef}}^2 + R_s \cdot I_{\text{secef}}^2 = 0.374\text{W}$	Perdas no cobre
$\alpha := \left[4 \cdot 10^{-5} \cdot 150 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (150 \cdot 10^3)^2 \right] \cdot 4.8 \cdot \frac{\text{A}^{2.4} \cdot \text{W}}{\text{kg}^{2.4} \cdot \text{cm}^3}$	Coefficiente de perdas magnéticas
$\text{Vol_core_transf} := 8\text{cm}^3$	Volume do núcleo magnético
$P_{\text{c_vol_transf}} := \alpha \cdot B_{\text{max}}^{2.4} = 0.245 \cdot \frac{\text{W}}{\text{cm}^3}$	Densidade de perdas magnéticas
$P_{\text{c_transf}} := \text{Vol_core_transf} \cdot P_{\text{c_vol_transf}} = 1.958\text{W}$	Perdas magnéticas
$P_{\text{t_transf}} := P_{\text{cu_transf}} + P_{\text{c_transf}} = 2.332\text{W}$	Perdas totais

ELEVAÇÃO DA TEMPERATURA

$R_{\text{term_transf}} := 23 \cdot 1.02^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} = 22.832 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$	Resistência térmica do núcleo
$\Delta T := P_{\text{t_transf}} \cdot R_{\text{term_transf}} = 53.242\text{K}$	Elevação de temperatura

PROJETO FÍSICO DO INDUTOR

$A_e A_w L_f := \frac{L_f \cdot I_{L\text{fmax}} \cdot I_{\text{omax}}}{B_{\text{max}} \cdot k_w \cdot J_{\text{max}}} = 0.378 \cdot \text{cm}^4$	Produto $A_e A_w$
---	-------------------

NÚCLEO E-30/14

$A_e A_w L_f := 1.02\text{cm}^4$	$A_e A_w$ do indutor comercial
$A_e L_f := 1.20\text{cm}^2$	Área da seção transversal do núcleo
$A_w L_f := 0.85\text{cm}^2$	Área da janela entre carretel e núcleo
$N_{L_f} := L_f \cdot \frac{I_{L\text{fmax}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e L_f} = 78.691$	Número de espiras do indutor
$N_{L_f} := 79$	Número inteiro de espiras do indutor



$Scu_Lf := \frac{I_{Lmax}}{J_{max}} = 2.2 \times 10^{-3} \cdot cm^2$	Seção de cobre total no indutor
$N_{fioLf_teorico} := \frac{Scu_Lf}{Scu_AWG27} = 2.155$	Número teórico de fios paralelos no indutor
$N_{fioLf} := 3$	Número de fios paralelos no indutor
$Scu_isol_Lf := Scu_isolAWG27 \cdot (N_{Lf} \cdot N_{fioLf}) = 0.319 \cdot cm^2$	Área total ocupada pelos fios
$Ku_Lf := \frac{Scu_isol_Lf}{AwLf} = 0.375$	Fator de ocupação

PERDAS NO INDUTOR

$\rho_{AWG27_100^\circ C} := 0.002256 \frac{\Omega}{cm}$	Resistividade do fio AWG27 em 100°C
$Perimetro_carretel_Lf := 6.7cm$	Perímetro do carretel
$R_{Lf} := \frac{(Perimetro_carretel_Lf \cdot \rho_{AWG27_100^\circ C} \cdot N_{Lf})}{N_{fioLf}} = 0.398 \Omega$	Resistência no indutor
$P_{cu_Lf} := R_{Lf} \cdot I_{omax}^2 = 0.255 W$	Perdas no cobre
$\alpha := \left[4 \cdot 10^{-5} \cdot 150 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (150 \cdot 10^3)^2 \right] \cdot s \cdot \frac{A^{2.4} \cdot W}{kg^{2.4} \cdot cm^3}$	Coefficiente de perdas magnéticas
$Vol_core_Lf := 8cm^3$	Volume do núcleo magnético
$P_{c_vol_Lf} := \alpha \cdot B_{max}^{2.4} = 0.245 \cdot \frac{W}{cm^3}$	Densidade de perdas magnéticas
$P_{c_Lf} := Vol_core_Lf \cdot P_{c_vol_Lf} = 1.958 W$	Perdas magnéticas
$P_{t_Lf} := P_{cu_Lf} + P_{c_Lf} = 2.213 W$	Perdas totais

ELEVAÇÃO DA TEMPERATURA

$R_{term_Lf} := 23 \cdot 1.02^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W} = 22.832 \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W}$	Resistência térmica do núcleo
$\Delta T := P_{t_Lf} \cdot R_{term_Lf} = 50.524 K$	Elevação de temperatura



PROJETO DO CONTROLADOR

$$f_{\text{filtroLC}} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} = 3.621 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Frequência do filtro

$$V_{\text{ref}} := 5.1\text{V}$$

Tensão de referência

$$R1_s := 220\text{k}\Omega$$

Primeiro resistor do sensor de tensão

$$R2_s := R1_s \cdot \left(\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{omax}} - V_{\text{ref}}} \right) = 4.581 \times 10^3 \Omega$$

Segundo resistor do sensor de tensão

$$P_{R1} := \frac{(V_{\text{omax}} - V_{\text{ref}})^2}{R1_s} = 0.273 \text{ W}$$

Perdas no primeiro resistor

$$P_{R2} := \frac{V_{\text{ref}}^2}{R2_s} = 5.677 \times 10^{-3} \text{ W}$$

Perdas no segundo resistor

$$FT_s := \frac{R2_s}{R1_s + R2_s} = 0.02$$

Função de transferência do sensor

$$V_{\text{Ramp_pk}} := 2.8\text{V}$$

Tensão pico do sinal da portadora

$$FT_M := \frac{1}{V_{\text{Ramp_pk}}} = 0.357 \frac{1}{\text{V}}$$

Função de transferência do PWM

$$f_{\text{cruz}} := \frac{f_s}{4} = 37.5 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Frequência de cruzamento em Hz

$$\omega_{\text{cruz}} := 2\pi f_{\text{cruz}} = 2.356 \times 10^5 \cdot \text{Hz}$$

Frequência de cruzamento em rad/s

$$K_{\text{dB}} := -26.3$$

Ganho da malha direta em dB

$$K_{\text{FT}} := 10^{\frac{|K_{\text{dB}}|}{20}} = 20.654$$

Ganho da malha direta absoluto

$$fz1 := f_{\text{filtroLC}} = 3.621 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Frequência do primeiro zero

$$fz2 := f_{\text{filtroLC}} = 3.621 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Frequência do segundo zero

$$fp1 := 0\text{Hz}$$

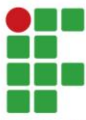
Frequência do primeiro polo

$$fp2 := 10f_{\text{filtroLC}} = 36.214 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Frequência do segundo polo

$$Riz := 56\text{k}\Omega$$

Resistor do circuito compensador



$$C_{i_teorico} := \frac{1}{2\pi \cdot R_{iz} \cdot f_{z1}} = 7.848 \times 10^{-10} \text{ F}$$

$$C_i := 820 \text{ pF}$$

Capacitor do circuito compensador

Valor comercial

$$R_{ip_teorico} := \frac{R_{iz}}{2\pi \cdot C_i \cdot f_p^2 \cdot R_{iz} - 1} = 5.927 \times 10^3 \Omega$$

$$R_{ip} := 6.8 \text{ k}\Omega$$

Resistor do circuito compensador

Valor comercial

$$R_{fz_teorico} := K_{FT} \cdot R_{ip} = 1.404 \times 10^5 \Omega$$

$$R_{fz} := 150 \text{ k}\Omega$$

Resistor do circuito compensador

Valor comercial

$$c_{fc_teorico} := \frac{C_i \cdot R_{iz}}{R_{fz}} = 306.133 \times 10^{-12} \text{ F}$$

$$C_{fc} := 330 \text{ pF}$$

Capacitor do circuito compensador

Valor comercial

