

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO  
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

Rodolfo Brigato Ferreira

Modelagem e controle de um conversor CC-CC  
operando como inversor monofásico

São Carlos

2017



**Rodolfo Brigato Ferreira**

**Modelagem e controle de um conversor CC-CC  
operando como inversor monofásico**

Monografia apresentada ao Curso de Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Sistemas de Energia e Automação, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

Coorientador: Rafael Fernando Quirino Magossi

**São Carlos**

**2017**

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,  
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS  
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

F383m      Ferreira, Rodolfo Brigato  
Modelagem e controle de um conversor CC-CC operando  
como inversor monofásico / Rodolfo Brigato Ferreira;  
orientador Ricardo Quadros Machado; coorientador Rafael  
Fernando Quirino Magossi. São Carlos, 2017.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com  
ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de  
Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,  
2017.

1. Conversor CC-CC. 2. Conversor CC-CA. 3.  
Modelagem em espaço de estados. I. Título.

# FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Rodolfo Brigato Ferreira

Título: "Modelagem e controle de um conversor CC-CC operando como inversor monofásico"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado

em 24 / 11 / 2017,

com NOTA 9,0 (nove, zero), pela Comissão Julgadora:

*Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado - Orientador - SEL/EESC/USP*

*Mestre Guilherme Henrique Favaro Fuzato - Doutorando - SEL/EESC/USP*

*Mestre Elian João Agnoletto - Doutorando - SEL/EESC/USP*

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:  
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino



*Este trabalho é dedicado aos meus pais, irmão e namorada,  
por todo apoio, carinho e por nunca deixarem de acreditar no meu potencial.  
Hoje sou apenas reflexo disso tudo. Muito obrigado!*





## Agradecimentos

A motivação para o desenvolvimento deste trabalho foi decorrente da realização das disciplinas *SEL0436 - Análise e Controle de Conversores CC-CC Empregados em Fontes Alternativas de Energia* e *SEL0402 - Laboratório de Eletrônica de Potência*, ministradas pelo Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado no penúltimo ano de graduação.

Deste modo, agradeço primeiramente à minha família: Carlos, Maria, Henrique e Heloísa. Muito obrigado por toda motivação, suporte, paciência e por estarem presentes em todas as minhas realizações no ambiente universitário.

À meu orientador, Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado, pelas instruções, conhecimento e dicas para realização deste trabalho.

Ao inventor do *Magossi Inverter*, Rafael Fernando Quirino Magossi, por todo companheirismo, orientação e colaboração direta no desenvolvimento da pesquisa.

Aos amigos Rafael Taranto Polizel, Vitor Nazareth de Souza e Weber Daas Santos pelos anos de convívio, estudos e alegrias.

Aos amigos Fabrício Tietz, Gabriel Ramadan, Lucas Gianotti e João Victor Barbosa pelas conversas, estudos e companheirismo.

Aos amigos Murilo Castilho da Silva e Luiz Felipe Migliato pelo companheirismo e suporte no último ano de graduação.

Aos engenheiros e amigos de trabalho Anderson Silva de Paula e Vinícius Orlando Grigoletto, por toda orientação, paciência e experiência transmitidas desde o primeiro dia de estágio.

À Universidade de São Paulo, por toda estrutura, recursos e suporte para o desenvolvimento do engenheiro.



*“The true sign of intelligence is  
not knowledge but imagination.”*  
*Albert Einstein*



## **Resumo**

FERREIRA, R. B. **Modelagem e controle de um conversor CC-CC operando como inversor monofásico** . 2017. 92p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017.

Conversores CC-CC e CC-CA usualmente são empregados em fontes de computadores, carregadores de celulares e de baterias em geral. O presente trabalho de conclusão de curso teve como objetivo principal a obtenção de um modelo em espaço de estados de um conversor CC-CC com saída dupla, formado por um conversor CC-CC do tipo Cuk e outro do tipo Sepic, doravante denominado conversor CC-CC proposto, considerando-se as perdas de condução. Para que o conversor CC-CC proposto operasse como um conversor CC-CA, foi proposta a utilização de um transformador de isolamento em conjunto com um controlador do tipo repetitivo para seguimento de trajetória senoidal. Simulações no software Matlab/Simulink e PSIM foram realizadas. Todo equacionamento foi realizado considerando perdas em indutores, capacitores e chaves comutadoras. O modelo obtido é válido, apresentando como resultado a forma de onda senoidal desejada na carga e grandezas dos sinais de controle adequadas dentro da faixa do ciclo de trabalho do conversor proposto.

**Palavras-chave:** Conversor CC-CC. Conversor CC-CA. Modelagem em espaço de estados.



## **Abstract**

FERREIRA, R. B. **Modeling and control of a DC - DC converter operating as a single - phase inverter**. 2017. 92p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017.

DC-DC and AC-DC converters are usually employed in computers, cellphone and battery chargers in general. The main objective of this present work was to obtain a state-space model of a DC-DC converter with double output, consisting of a DC-DC Cuk converter and Sepic converter type, hereinafter referred as DC-DC converter proposed, considering the conduction losses. In order for the proposed DC-DC converter to operate as a DC-to-AC converter, it was proposed to use an isolation transformer in conjunction with a repetitive type controller for sinusoidal trajectory tracking. Simulations in Matlab / Simulink and PSIM software were performed. All the equation were realized considering losses in inductors, capacitors and switches. The obtained model is valid, resulting in the desired sine wave form in the load and quantities of the appropriate control signals within the range of the proposed converter's duty cycle.

**Keywords:** DC-DC converter. DC-AC converter. State space modeling.





## Lista de figuras

Figura 1 – Conversor Cuk e seu respectivo ganho $M(D)$ . . . . .	22
Figura 2 – Conversor Sepic e seu respectivo ganho $M(D)$ . . . . .	22
Figura 3 – Circuito diferencial carga . . . . .	23
Figura 4 – Conversor <i>Watkins-Johnson</i> e seu respectivo ganho $M(D)$ . . . . .	24
Figura 5 – Conversor com chaveamento de um quadrante . . . . .	25
Figura 6 – Configuração anti-paralela de transistor e diodo . . . . .	25
Figura 7 – Exemplo de conversor com dois quadrantes e de corrente bidirecional . . . . .	26
Figura 8 – Exemplo de conversor com dois quadrantes e de tensão bidirecional . . . . .	26
Figura 9 – Exemplo de transformador de isolamento . . . . .	30
Figura 10 – Estrutura base do controlador repetitivo. . . . .	32
Figura 11 – Fonte de alimentação CC única para o conversor proposto . . . . .	35
Figura 12 – Circuito referente ao transformador de isolamento e a respectiva carga do sistema . . . . .	35
Figura 13 – Circuito do conversor proposto . . . . .	36
Figura 14 – Circuito para simulação das relações do transformador de isolamento . . . . .	37
Figura 15 – Resultado obtidos da simulação do transformador de isolamento . . . . .	38
Figura 16 – Forma de onda resultante na carga $Z_L$ . . . . .	38
Figura 17 – Forma de onda resultante na carga $Z_L$ invertendo-se a polaridade inicial do transformador . . . . .	39
Figura 18 – Circuito equivalente com carga referenciada para os primários do transformador . . . . .	40
Figura 19 – Forma de onda resultante do somatório das tensões de saída de cada conversor . . . . .	40
Figura 20 – Situação 1: apenas MOSFET conduz . . . . .	43
Figura 21 – Situação 2: apenas diodo conduz . . . . .	44
Figura 22 – Situação 1: apenas MOSFET conduz . . . . .	46
Figura 23 – Situação 2: apenas diodo conduz . . . . .	47
Figura 24 – Situação 1: apenas MOSFET conduz . . . . .	48
Figura 25 – Situação 2: apenas diodo conduz . . . . .	49
Figura 26 – Situação 1: apenas MOSFET conduz . . . . .	51
Figura 27 – Situação 2: apenas diodo conduz . . . . .	52
Figura 28 – Resposta ao degrau de $\hat{d} = 0,02$ . . . . .	56
Figura 29 – Diagrama de Bode Malha Aberta - Conversor Cuk. . . . .	57
Figura 30 – Diagrama de Bode Malha Aberta via PSIM - Conversor Cuk. . . . .	58
Figura 31 – Diagrama de Bode Malha Aberta - Conversor Sepic . . . . .	58
Figura 32 – Diagrama de Bode Malha Aberta via PSIM - Conversor Sepic . . . . .	59

Figura 33 – Módulo PWM com perturbação senoidal para simulação <i>AC Sweep</i> . .	59
Figura 34 – Modelo do conversor Cuk para simulação PSIM em condição ideal. . .	60
Figura 35 – Modelo do conversor Cuk para simulação PSIM em condição com perdas. 60	
Figura 36 – Modelo do conversor Sepic para simulação PSIM em condição ideal. . .	61
Figura 37 – Modelo do conversor Sepic para simulação PSIM em condição com perdas. 61	
Figura 38 – Comparação: modelagem e simulação - Conversor Cuk. . . . .	62
Figura 39 – Comparação: modelagem e simulação - Conversor Sepic. . . . .	62
Figura 40 – Diagrama de blocos para situação em malha fechada . . . . .	63
Figura 41 – Diagrama de Bode comparativo - conversor Cuk (a) e Sepic (b) . . . .	64
Figura 42 – Frequência de banda passante - conversor Cuk (a) e Sepic (b). . . . .	65
Figura 43 – Simulação pra obtenção do parâmetro $T_P$ . . . . .	67
Figura 44 – Diagrama de simulação com controle repetitivo nas plantas de Cuk e Sepic via <i>Simulink</i> . . . . .	68
Figura 45 – Conversor Cuk com controle para simulação no PSIM . . . . .	68
Figura 46 – Conversor Sepic com controle para simulação no PSIM . . . . .	69
Figura 47 – Resultado da simulação Simulink para o conversor Cuk . . . . .	69
Figura 48 – Resultado da simulação PSIM para o conversor Cuk . . . . .	70
Figura 49 – Resultado da simulação Simulink para o conversor Sepic . . . . .	70
Figura 50 – Resultado da simulação PSIM para o conversor Sepic . . . . .	71
Figura 51 – Resultado da simulação Simulink para a forma de onda vista na carga .	71
Figura 52 – Resultado comparativo entre PSIM e Simulink para a forma de onda vista na carga . . . . .	72

## Lista de tabelas

Tabela 1 – Valores dos componentes . . . . .	55
Tabela 2 – Componentes médias - Conversor Cuk . . . . .	56
Tabela 3 – Componentes médias - Conversor Sepic . . . . .	57



## Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>21</b>
<b>1.1</b>	<b>Atuação como inversor</b>	<b>22</b>
1.1.1	Conexão diferencial da carga	23
1.1.2	Watkins-Johnson	23
<b>1.2</b>	<b>Operação em múltiplos quadrantes</b>	<b>24</b>
1.2.1	Chaves de único quadrante	24
1.2.2	Chaves de dois quadrantes	24
<b>1.3</b>	<b>Conversores CC-CA</b>	<b>26</b>
1.3.1	O conversor VSI	27
1.3.2	O conversor CSI	27
1.3.3	O efeito <i>Shoot-Through</i>	28
1.3.4	Transformada de Park e Clarke	28
<b>1.4</b>	<b>Transformador de isolamento</b>	<b>30</b>
<b>1.5</b>	<b>Controladores para seguimento de trajetória senoidal</b>	<b>31</b>
1.5.1	Referências não lineares	31
1.5.2	Controlador Repetitivo	32
<b>1.6</b>	<b>Objetivo</b>	<b>33</b>
<b>1.7</b>	<b>Organização da monografia</b>	<b>33</b>
<b>2</b>	<b>O CONVERSOR PROPOSTO</b>	<b>35</b>
<b>2.1</b>	<b>Análise do transformador de isolamento</b>	<b>36</b>
<b>2.2</b>	<b>Análise e modelagem da carga</b>	<b>38</b>
<b>3</b>	<b>MODELAGEM DO CONVERSOR</b>	<b>41</b>
<b>3.1</b>	<b>Cuk na condição ideal</b>	<b>43</b>
3.1.1	Análise de operação - chave fechada	43
3.1.2	Análise de operação - chave aberta	44
3.1.3	Modelo de pequenos sinais	45
<b>3.2</b>	<b>Cuk na condição com perdas</b>	<b>45</b>
3.2.1	Análise de operação - chave fechada	45
3.2.2	Análise de operação - chave aberta	46
3.2.3	Modelo de pequenos sinais	48
<b>3.3</b>	<b>Sepic na condição ideal</b>	<b>48</b>
3.3.1	Análise de operação - chave fechada	48
3.3.2	Análise de operação - chave aberta	49
3.3.3	Modelo de pequenos sinais	50

<b>3.4</b>	<b>Sepic na condição com perdas . . . . .</b>	<b>50</b>
3.4.1	Análise de operação - chave fechada . . . . .	50
3.4.2	Análise de operação - chave aberta . . . . .	51
3.4.3	Modelo de pequenos sinais . . . . .	53
<b>4</b>	<b>RESULTADOS OBTIDOS . . . . .</b>	<b>55</b>
<b>4.1</b>	<b>Situação em malha aberta . . . . .</b>	<b>55</b>
<b>4.2</b>	<b>Situação controlado . . . . .</b>	<b>63</b>
4.2.1	Redução da ordem das plantas do conversor proposto . . . . .	63
4.2.2	Determinação da frequência de amostragem . . . . .	64
4.2.3	Seleção dos parâmetros dos controladores repetitivo e PID . . . . .	65
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>73</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>75</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>77</b>
	<b>APÊNDICES . . . . .</b>	<b>79</b>
	<b>APÊNDICE A – TABELA COMPARATIVA VALORES MÉDIOS . . . . .</b>	<b>81</b>
	<b>APÊNDICE B – CÓDIGO MATLAB UTILIZADO . . . . .</b>	<b>83</b>

## 1 Introdução

Os conversores CC-CC apresentam seus conceitos inventivos inalterados por anos e seu uso disseminado no dia-a-dia das pessoas. Estão presentes em fontes de alimentação chaveadas de computadores, televisões e também como meio conversor para fontes alternativas de energia como, por exemplo, para painéis fotovoltaicos que fornecem energia em corrente contínua com tensão variável (JUNIOR; KOMATSU, 2015). Além disso, pode-se citar como exemplo a primeira aplicação no ramo ferroviário com o controle do enrolamento de campo por meio de conversor CC-CC dos motores de corrente contínua de tração no Japão no ano de 1969 (POMILIO, 2016b).

Pode-se dizer que os conversores chaveados possuem, de modo simplista, uma fonte de tensão de entrada/alimentação, uma porta de entrada para sinais de controle dos elementados chaveadores e uma porta de tensão de saída (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; SABYASACHI; MOHANTY, 2014). Para conversores CC-CC, tem-se como alimentação uma fonte de tensão contínua, a qual será convertida para uma saída de tensão contínua, podendo apresentar amplitude diferente daquela de entrada, com polaridade oposta e isolamento do ponto de referência da fonte de alimentação. Os elementos responsáveis pelo chaveamento são dispositivos semicondutores controlados por sinais eletrônicos. Pode-se citar tiristores, transistores bipolares, MOSFET's, IGBT's entre outros (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

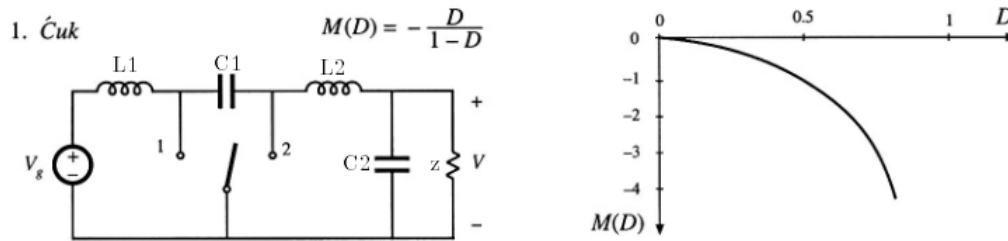
Os conversores CC-CC estudados e modelados neste trabalho são denominados de Cuk e Sepic (*single-ended primary inductance converter*). Apresentam características em comum, como por exemplo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; POMILIO, 2016a):

- terminal fonte (*source*) do MOSFET estar conectado à referência terra comum do circuito conversor, facilita o acionamento;
- apresentam, em módulo, ganhos ( $M(D)$ ) ou taxas de conversão entrada/saída iguais;
- facilidade de isolamento entre entrada e saída;
- baixa ondulação de corrente de entrada mesmo em condução descontínua;
- elevado número de componentes.

Para o conversor Cuk, tem-se uma inversão na polaridade da tensão de saída em relação à de entrada. A energia transferida para a saída é realizada via capacitor  $C_1$ . Então, pela análise do circuito, nota-se que a tensão média sobre  $C_1$  é a soma das tensões de entrada  $V_g$  e de saída  $V_O$ , o que é também a tensão suportada por cada elemento de chaveamento (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; POMILIO, 2016a).

A Figura 1 apresenta o conversor Cuk e sua respectiva curva de ganho. Considerando o equacionamento das variações de tensões nos indutores, é possível determinar o ganho  $M(D)$  do conversor Cuk. Para ciclos de trabalho  $D$  variando entre  $0 \leq D \leq 0,5$ , o conversor apresenta uma característica de um conversor abaixador de tensão. Para variações  $0,5 \leq D \leq 1$  comporta-se como elevador (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; POMILIO, 2016a).

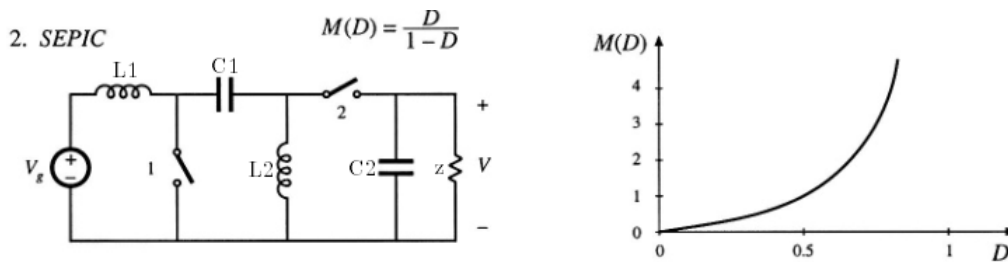
Figura 1: Conversor Cuk e seu respectivo ganho  $M(D)$



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001)

Já para o conversor Sepic, a inversão na polaridade da tensão de saída em relação à de entrada não ocorre. Com relação aos elementos chaveadores, as tensões suportadas apresentam o mesmo valor daquelas presentes nos elementos do conversor Cuk. Para o capacitor  $C_1$ , este deve suportar apenas a tensão de entrada (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; POMILIO, 2016a). A Figura 2 apresenta o conversor Sepic e sua respectiva curva de ganho, a qual pode-se considerá-la similar à do conversor Cuk.

Figura 2: Conversor Sepic e seu respectivo ganho  $M(D)$



Fonte: Adaptado de Erickson e Maksimovic (2001)

## 1.1 Atuação como inversor

A utilização de conversores CC-CC como inversores está relacionada ao tipo de chaveamento realizado pela chave. No caso, circuitos inversores necessitam de *switches* de



dois quadrantes. Essa construção é feita a partir de um arranjo diferente do transistor e diodo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

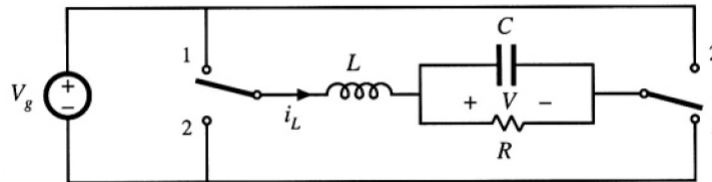
### 1.1.1 Conexão diferencial da carga

Conversores *Buck* e *Boost* podem apenas produzir tensão de saída positiva unipolar. Conversores *Buck-Boost* e *Cuk* produzem apenas tensão de saída negativa unipolar. Uma técnica bem conhecida para obtenção de saída bipolar é a conexão diferencial da carga através da saída de dois conversores *buck* conhecidos.

Pelo equacionamento visto em Erickson e Maksimovic (2001), Mohan, Undeland e Robbins (2003), tem-se que a saída será positiva para  $D > 0,5$  e negativa para  $D < 0,5$ . Em caso do ciclo de trabalho possuir variação senoidal sob o ponto de operação de 0,5, então a saída será de tensão será senoidal, com valor médio nulo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

O circuito da Figura 3 é comumente conhecido como ponte-H. É utilizado vastamente em inversores de uma fase e servo-amplificadores. Suas propriedades são similares as do conversor *buck*, do qual é derivado.

Figura 3: Circuito diferencial carga



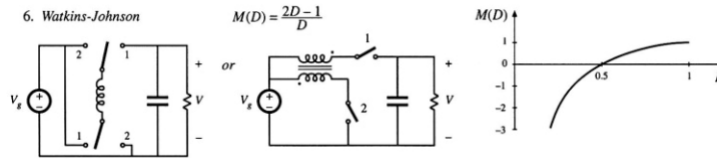
Fonte: Erickson e Maksimovic (2001)

### 1.1.2 Watkins-Johnson

O conversor de *Watkins-Johnson* presente na Figura 4 refere-se à uma versão não isolada do conversor de alimentação de corrente *push-pull*. Este também produz tensão de saída bipolar, porém com taxa de conversão  $M(D)$  não-linear em relação ao ciclo de trabalho (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

As vantagens desses tipos de conversores estão relacionadas à referência terra da carga e sua habilidade em produzir uma saída bipolar de tensão usando apenas duas chaves bidirecionais de polo simples (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Figura 4: Conversor *Watkins-Johnson* e seu respectivo ganho  $M(D)$



Fonte: Erickson e Maksimovic (2001)

## 1.2 Operação em múltiplos quadrantes

Nesta subseção serão apresentados conceitos relacionados à operação dos conversores em múltiplos quadrantes. Considera-se como primeiro quadrante, por exemplo, em um sistema de coordenadas ( $I$ ,  $V$ ), a região formada pelo semi-eixo positivo de  $I$  (corrente) e de  $V$  (tensão).

### 1.2.1 Chaves de único quadrante

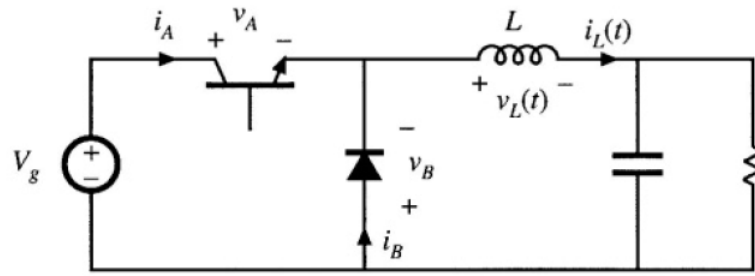
Chaves de único quadrante podem ser passivas ou ativas, caracterizadas principalmente pelo diodo e transistores, respectivamente. Quanto aos transistores, verifica-se que a capacidade de bloqueio de tensões reversas por parte de BJT e IGBT são poucas ou inexistentes, e sem aplicação na área de eletrônica de potência. O MOSFET de potência apresenta as mesmas características, no entanto é capaz de conduzir corrente em direção reversa (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; MARTINS; BARBI, 2005).

A Figura 5 apresenta um exemplo desta operação com transistor e diodo. Percebe-se que os elementos de chaveamento são capazes de conduzir corrente apenas de uma polaridade, e de bloquear tensão de apenas uma polaridade. Quando o transistor está ligado (ON), o diodo é polarizado de modo reverso,  $v_B = V_g$ , e  $i_A = i_L$  com  $i_A > 0$ . Quando o transistor está em OFF, o diodo passa a ser polarizado diretamente de tal modo que a corrente continue a fluir (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

### 1.2.2 Chaves de dois quadrantes

Há aplicações como em controle de motores que necessitam de chaves capazes de conduzir correntes nas duas polaridades mas bloqueando apenas tensão positiva. Como mostrado na Figura 6, esse tipo de chave pode ser feita utilizando-se um transistor e um diodo em anti-paralelo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; MARTINS; BARBI, 2005).

Figura 5: Conversor com chaveamento de um quadrante

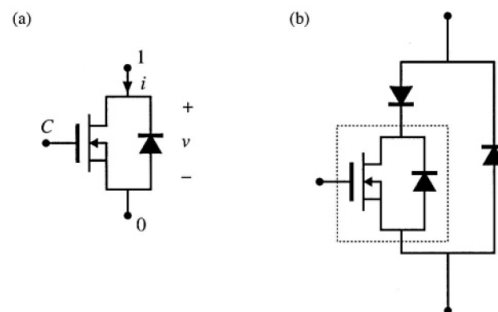


Fonte: Erickson e Maksimovic (2001)

Normalmente, os transistores já apresentam um diodo intrínseco. A velocidade de chaveamento deste diodo é muitas vezes inferior à velocidade de chaveamento do MOSFET, podendo então conduzir e provocar picos de corrente no desligamento do diodo. Dado que o MOSFET não é capaz de suportar tais correntes, necessita-se de diodos em série e em paralelo como mostrado na Figura 6.

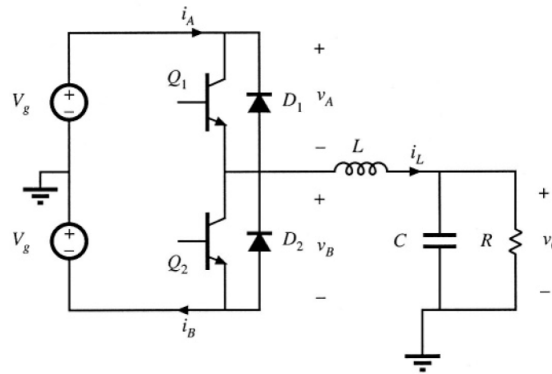
Na Figura 7 está representado um circuito que opera produzindo tensão de saída alternada. Neste caso, o transistor  $Q_2$  opera em complemento ao transistor  $Q_1$ . Cada chave deve ser capaz de suportar uma tensão de bloqueio de  $2V_g$ , com  $V_g > 0$  de modo que a condução simultânea de  $D_1$  e  $D_2$  não ocorra, curto-circuitando a fonte. A tensão de saída é positiva para  $D > 0,5$  e negativa para  $D < 0,5$ . Com o chaveamento em altas frequências, os filtros L-C podem introduzir o efeito de atraso de fase na corrente do indutor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; MARTINS; BARBI, 2005).

Figura 6: Configuração anti-paralela de transistor e diodo



Fonte: Erickson e Maksimovic (2001)

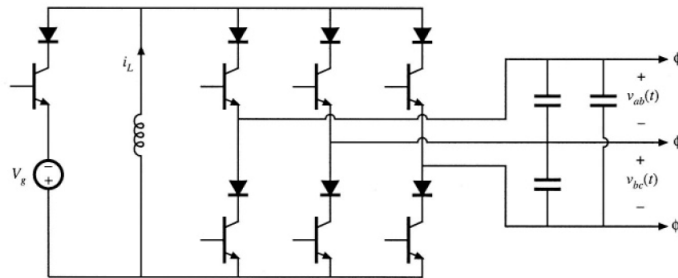
Figura 7: Exemplo de conversor com dois quadrantes e de corrente bidirecional



Fonte: Erickson e Maksimovic (2001)

Em aplicações em que é necessário o bloqueio de tensões positivas e negativas pela chave e a condução de apenas corrente positiva, a chave pode ser montada utilizando-se de um diodo em série com um transistor. O diodo realiza o bloqueio da tensão negativa enquanto o transistor da positiva. Um conversor que requer este tipo de conversor é o *dc-3 $\phi$ ac buck-boost inverter* (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Figura 8: Exemplo de conversor com dois quadrantes e de tensão bidirecional



Fonte: Erickson e Maksimovic (2001)

### 1.3 Conversores CC-CA

Conversores CC-CA ou inversores, comumente assim chamados no setor industrial, caracterizam-se por apresentar uma forma de onda alternada em seu terminal de saída quando aplicado uma fonte contínua de tensão/corrente em seus terminais de entrada. Observa-se ainda que a forma de onda alternada apresenta valor médio nulo, frequência constante e simetria em relação à sua amplitude (MARTINS; BARBI, 2005).

Como exemplos de chaves estáticas semi-condutoras mais utilizadas em circuitos conversores em potências inferiores à 1,0MVA, tem-se BJTs, MOSFETs, IGBTs e GTOs

(MARTINS; BARBI, 2005).

Além disso, pode-se dividi-los em tipos de conversores CC-CA de acordo com a fonte alternada desejada na saída:

1. conversores CC-CA de tensão (VSI);
2. conversores CC-CA de corrente (CSI);
3. conversores CC-CA regulado em corrente;
4. conversores CC-CA de fase controlada.

#### 1.3.1 O conversor VSI

Conversores CC-CA de tensão (*voltage source inverter*) são os mais comuns dentre os tipos dos conversores CC-CA. Podem ser energizados via bancos de baterias, células combustíveis, rede de painéis fotovoltaicos ou, em aplicações industriais, a partir de circuitos retificadores com filtros (MARTINS; BARBI, 2005).

A estrutura de um VSI em ponte completa consiste de dois braços inversores compostos por um par de chaves comandadas em antiparalelo com diodos de roda-livre. Esta estrutura é utilizada em circuitos de alta potência, devido ao nível de tensão em sua saída ser elevado quando comparado com outras topologias monofásicas - promove uma corrente resultante menor, assim como aquela que passa pelos semicondutores (MARTINS; BARBI, 2005).

Um VSI meia ponte, ou ainda, ponto médio possui apenas um braço inversor com um único par de chaves comandadas conectadas em antiparalelo com diodos de roda livre. Esta estrutura é recomendada para aplicações em baixas potências, uma vez que o nível de tensão na carga é duas vezes menor quando comparado com a topologia de ponte completa. Neste caso, os semicondutores são dimensionados para correntes mais elevadas (MARTINS; BARBI, 2005).

#### 1.3.2 O conversor CSI

São conversores capazes de processar o fluxo de energia entre uma fonte de corrente contínua e uma carga com características de uma fonte de tensão alternada, com controle de níveis da corrente alternada de saída e/ou da sua frequência de operação (MARTINS; BARBI, 2005).

A amplitude da corrente não é definida pela carga, enquanto que a tensão de saída é dada pelo produto da impedância da carga e a corrente de saída. Isso resulta que o CSI é o dual do VSI (MARTINS; BARBI, 2005).

São recomendados para aplicações em médias e altas potências (não exigem respostas dinâmicas rápidas). São muito utilizados na indústria para acionamentos dos motores de corrente alternada pelos seguintes motivos:

- confiabilidade maior em relação ao VSI;
- permitem a regeneração de energia para a rede com um simples retificador de dois quadrantes na entrada durante a frenagem do motor.

### 1.3.3 O efeito *Shoot-Through*

O termo *shoot-through* é definido como a condição quando duas chaves estáticas (ex. MOSFETs) estão ao mesmo tempo totalmente/parcialmente ligadas, promovendo um caminho para a corrente fluir do terminal  $V_{in}$  para o terminal de referência comum (KLEIN, 2003; YAO; XIAO; YAN, 2009).

Como forma de minimizar o *shoot-through*, costuma-se utilizar técnicas que garantam o "*break before make*" da operação das chaves  $Q_1$  e  $Q_2$  (KLEIN, 2003; YAO; XIAO; YAN, 2009):

1. ***Fixed dead-time***: um tempo de atraso fixo é utilizado quando um MOSFET está desligado e na iminência de tornar-se ativo. O circuito é simples porém sofre com a falta de flexibilidade em casos de vasta capacitância de *gate* (MOSFETs) sendo usadas com um controlador dado. Um tempo longo de *dead-time* representa perdas de condução. Um tempo curto pode causar *shoot-through*.
2. ***Gate drive adaptativo***: produzem o menor *dead-time* possível para um dado MOSFET sem produzir o efeito de *shoot-through*.

Como exemplo, uma possível correção do efeito *shoot-through* em conversores convencionais em ponte é apresentada por Yao, Xiao e Yan (2009). O conversor capaz de resolver o efeito é denominado *dual-buck half-bridge inverter*. No entanto, pela dificuldade de seleção da chave devido ao elevado nível de estresse de tensão sofrido (podendo ser maior do que 800V), Yao, Xiao e Yan (2009) propuseram o *dual-buck full-bridge inverter*. Neste caso, todas as chaves e diodos operam a cada meio ciclo de onda (60Hz) e a corrente de roda livre flui através dos diodos independentes de roda livre em vez dos diodos presentes no corpo das chaves, de modo que a eficiência pode ser aumentada potencialmente. Deste modo, com a inexistência do problema do *shoot-through*, o *dead-time* entre os switches não precisa ser configurado (YAO; XIAO; YAN, 2009).

### 1.3.4 Transformada de Park e Clarke

De acordo com Instruments (1997), as transformadas de Park e Clarke são utilizadas em arquiteturas de inversores de alto desempenho (controle vetorial) relacionadas às

máquinas síncronas e assíncronas de imã permanente. O controle vetorial da velocidade e torque implementado nessas máquinas pode resultar em uma performance precisa do motor. (VEENA et al., 2014; GARCIA et al., 2011)

A transformada de Clarke usa correntes trifásicas ( $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ ) para calcular correntes bifásicas ( $i_\alpha$  e  $i_\beta$ ) no eixo ortogonal do estator. Essas duas correntes no eixo de coordenadas fixas do estator são transformadas nas componentes de correntes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  no plano  $dq$  via transformação de Park. Essas correntes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  e o ângulo de fluxo instantâneo calculado pelo modelo de fluxo do motor, são usados para calcular o torque elétrico de um motor de indução AC. Após tal transformação, as variáveis do estator (correntes e ângulo) são traduzidas para um modelo de fluxo. Este modelo de fluxo é comparado com os valores de referência e atualizado por um controlador PI. Após uma transformação inversa das coordenadas do campo para estator, a tensão de saída é atribuída para a máquina com a modulação de largura de pulso (PWM) (VEENA et al., 2014).

Segundo Liu et al. (2008) a utilização da transformada de Clarke e Park também faz sentido quando buscamos a correta classificação de distúrbios na rede de energia - poluição da rede, muitas vezes provocados pela presença de componentes de eletrônica de potência e cargas não lineares, provenientes de aplicações industriais. Outros métodos são utilizados para determinação destes, porém apresentam algumas limitações, tais como a Transformada de Fourier, transformada wavelet e a transformada S (LIU et al., 2008).

De forma simplificada, a transformada de Clarke modifica um sistema trifásico em um sistema bifásico ortogonal (LIU et al., 2008):

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \cdot i_a - \frac{1}{3} \cdot (i_b + i_c) \quad (1.1a)$$

$$i_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot (i_b - i_c) \quad (1.1b)$$

$$i_o = \frac{2}{3} \cdot (i_a + i_b + i_c) \quad (1.1c)$$

onde  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  representam componentes em uma referência ortogonal e  $i_o$  a componente homopolar do sistema.

A transformada de Park rotaciona em um ângulo  $\Theta$  o vetor composto pelas componentes  $\alpha$  e  $\beta$  de modo que este siga os eixos  $d$  e  $q$  fixados ao fluxo do rotor (LIU et al., 2008).

$$i_{sd} = i_\alpha \cdot \cos(\Theta) + i_\beta \cdot \sin(\Theta) \quad (1.2a)$$

$$i_{sq} = -i_\alpha \cdot \sin(\Theta) + i_\beta \cdot \cos(\Theta) \quad (1.2b)$$

## 1.4 Transformador de isolação

Os transformadores de isolação são utilizados com o propósito de obter isolação do componente CC do sinal entre a entrada do conversor e sua respectiva saída. Em aplicações *off-line*, agentes reguladores fazem questão de sua utilização, uma vez que normalmente a entrada do conversor é um sinal CA (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; JOHNSON, 1994).

Quando necessita-se de elevado ganho estático de saída, o uso do transformador possibilita obter otimizações na conversão. Pela própria escolha do enrolamento do transformador pode-se minimizar o *stress* imposto aos transistores e diodos presentes, favorecendo um acréscimo de eficiência e redução de custos (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; JOHNSON, 1994).

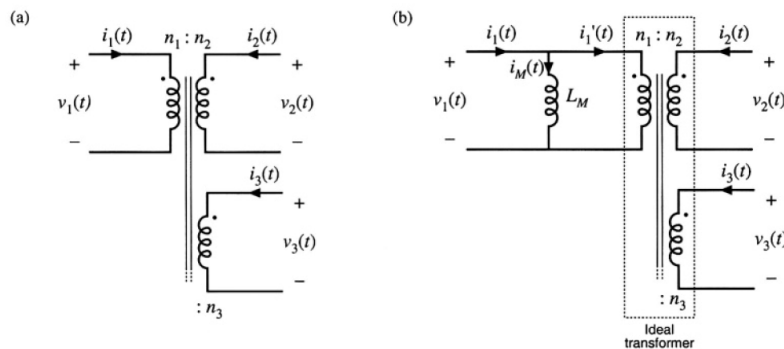
O modelo ideal de um transformador de isolação utilizado em conjunto com um conversor é aquele que possui perfeito acoplamento entre os enrolamentos e sem perdas. Com isso, obtêm-se as relações:

$$\frac{v_1(t)}{n_1} = \frac{v_2(t)}{n_2} \dots \quad (1.3a)$$

$$0 = n_1 i_1'(t) + n_2 i_2(t) + \dots \quad (1.3b)$$

Observando a Figura 9, nota-se a presença de uma indutância  $L_M$ , a qual refere-se a indutância de magnetização do transformador referido para o primário. A presença da indutância de magnetização explica o fato de transformadores não funcionarem em circuitos CC. Em sinais contínuos, a indutância de magnetização tem impedância igual a zero (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003; JOHNSON, 1994).

Figura 9: Exemplo de transformador de isolação



Fonte: Erickson e Maksimovic (2001)



## 1.5 Controladores para seguimento de trajetória senoidal

De acordo com Eren et al. (2017), controle de conversores CA/CC usualmente incluem dois *loops* de controle em cascata: um externo referente à tensão e um interno à corrente. O *loop* de tensão é responsável pelo controle da tensão CC, enquanto que o *loop* de corrente é responsável por garantir que a entrada de corrente siga a trajetória senoidal de referência sincronizada com a tensão da rede.

Segundo Su, Qiu e Chen (2003), seguir uma trajetória senoidal é um desafio. Convencionalmente, um controlador PI tem sido vastamente utilizado em aplicações deste tipo. Este pode suportar seguir uma trajetória com referência CC devido à seu alto ganho quando a frequência é igual à zero. Considerando que a frequência da rede é relativamente baixa (50/60 Hz), o controlador PI produz alto ganho na frequência da rede. Deste modo, um controlador com elevado comprimento de banda, tecnicamente, pode ser usado para essas aplicações (SU; QIU; CHEN, 2003).

No entanto, o ganho extremamente elevado dos controladores PI torna-os marginalmente estáveis e ainda produzem algum atraso de fase enquanto seguem uma trajetória senoidal.

De modo a contornar este problema, controladores proporcionais-ressonantes (PR) passaram a ser comumente utilizados (SU; QIU; CHEN, 2003). Este tipo de controlador é basicamente um filtro passa-faixa relacionado à frequência da rede. Em adição, podem produzir um elevado ganho nos 50/60Hz, proporcionando um quase perfeito seguimento de trajetória senoidal de acordo com o *Internal Model Principle - IMP*, como visto em Su, Qiu e Chen (2003).

### 1.5.1 Referências não lineares

O conceito de controle por trajetória é muito importante para aplicações práticas. Para sistemas não lineares, diversos métodos foram sugeridos como a *exact feedback linearization*, *sliding mode* e o controle adaptativo (BEZZAOUCHA et al., 2013).

No caso do controle pela linearização do *feedback*, a estabilidade do controlador pode não estar garantida para um sistema de fase não mínima. Quanto ao *sliding mode*, tem-se a robustez para incertezas mas é muito sensível para o fenômeno *chattering* (BEZZAOUCHA et al., 2013; LIU; CHEN; ZHANG, 2015).

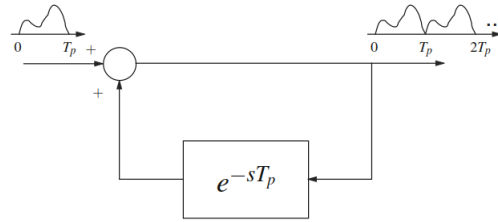
Um modo eficiente e interessante para estimar e controlar sistemas não lineares complexos é escrevê-los em uma forma simples, como o modelo *Takagi-Sugeno*. Tal modelo possibilita descrever exatamente sistemas não lineares, considerando que as não linearidades são limitadas. Isso é possível desde que os parâmetros e as variáveis de sistemas físicos também sejam limitados (BEZZAOUCHA et al., 2013; LIU; CHEN; ZHANG, 2015).

### 1.5.2 Controlador Repetitivo

Pode-se dizer que o controlador repetitivo é, de forma simplificada, um método de controle via aprendizado. A estrutura básica do controlador é mostrada na Figura 10. O controlador aprende determinado sinal de comprimento  $T_P$  e o repete como um sinal periódico de período  $T_P$  se a entrada do sistema for zero. Além disso, sua utilização apresenta resultados de sucesso em diversas áreas, tais como robótica, retificadores eletrônicos, inversores e vários outros (RAMOS; OLM; COSTA-CASTELLO, 2013; RAMOS; OLM; COSTA-CASTELLO, 2009; CUIYAN; DONGCHUN; XIANYI, 2004).

Este controlador se baseia no princípio IMP visto anteriormente. A inclusão do modelo em um sistema a malha fechada e estável pode seguir ou rejeitar perfeitamente o sinal de período  $T$  em sua entrada (RAMOS; OLM; COSTA-CASTELLO, 2013; CUIYAN; DONGCHUN; XIANYI, 2004).

Figura 10: Estrutura base do controlador repetitivo.



Fonte: Ramos, Olm e Costa-Castello (2013).

Analisando no domínio de tempo contínuo e de tempo discreto, pode-se obter a planta da estrutura básica do controlador pelas Equações 1.4 e 1.5, com  $T_S$  sendo o tempo de amostragem para a planta discreta:

$$G_r(s) = \frac{1}{1 - e^{-T_P s}} \quad (1.4)$$

$$G_r(z) = \frac{1}{z^{\frac{T_P}{T_S}} - 1} \quad (1.5)$$

Neste trabalho foi proposto um conversor CC-CC de saída dupla, utilizando os conversores Cuk e Sepic alimentados pela mesma fonte e conectados a um mesmo ponto de referencial, e que possuem relações de ganho estáticos de saída iguais em módulo. Utilizando-se de uma referência não linear para o sinal eletrônico de controle (por exemplo, a forma de onda de meio ciclo senoidal) e ajustando parâmetros do controlador, pode-se obter então uma saída de tensão do conversor proposto na forma senoidal/alternada (CA). Deste modo, alcança-se o objetivo de se obter a partir de dois conversores CC-

CC trabalhando meio período de onda cada um e seguindo trajetórias não lineares via controlador, saída de tensão alternada/senoidal.

## 1.6 Objetivo

O objetivo deste trabalho de conclusão de curso é a obtenção da modelagem para pequenos sinais e a realização do controle de um conversor CC-CC formado pelos conversores Cuk e Sepic a partir de referências não lineares e operando como inversor monofásico.

## 1.7 Organização da monografia

O trabalho aqui apresentado é dividido em 6 capítulos, sendo o primeiro referido à introdução, no qual busca-se contextualizar a importância dos conversores CC-CC e inversores (CC-CA) na vida diária das pessoas e apresentar uma de suas utilidades, a qual é objetivo do conversor estudado. São expostos de forma direta e simplificada os principais temas que se relacionam ao conversor proposto. Conceitos e topologias de conversores CC-CA e de conversores CC-CC são importantes para o desenvolvimento da modelagem realizada. Além disso, trata-se dos transformadores de isolamento e de filosofias de controle para segmento de trajetórias não lineares.

No capítulo 2 é apresentado o circuito do conversor proposto. É discutido separadamente cada uma de suas partes constituintes, tais como fonte de alimentação, circuito conversor e transformador de isolamento. Apresenta-se a modelagem da carga considerando o transformador proposto e como deve ser realizado o posicionamento dos enrolamentos do mesmo atentando-se às suas polaridades.

No capítulo 3, apresenta-se a modelagem dos conversores CC-CC (Cuk e Sepic) que compõem o conversor proposto. Parte-se da explicação de como será feita a modelagem via espaço de estados e pequenos sinais, chegando à separação de situações de chaveamento apresentadas pelos conversores (referenciadas como chave aberta e chave fechada).

No capítulo 4, após a obtenção dos modelos de cada conversor, realizam-se testes e simulações em malha aberta e malha fechada. Utilizou-se a função degrau unitário para visualização das dinâmicas e também a resposta em frequência de ambos para análise da estabilidade. Realiza-se também a sobreposição dos resultados via modelagem e dos simulados via *software* PSIM. Além disso, utilizou-se o controlador repetitivo em série com um controlador PID para que seja possível o seguimento de trajetória não-linear e, consequentemente, obter uma forma de onda alternada na saída.

No capítulo 5, faz-se a discussão dos resultados obtidos, verificando que os mesmos encontram-se dentro do esperado, são condizentes aos das simulações nas situações em malha aberta e malha fechada e que o conversor funciona para a situação proposta.

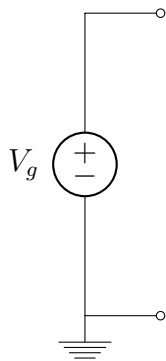
No capítulo 6, apresenta-se a conclusão deste trabalho. Pontos relevantes e situações que podem ser aprofundadas em trabalhos futuros são expostos de modo a complementar e motivar revisões futuras.

## 2 O conversor proposto

Neste capítulo é apresentado o circuito do conversor proposto, constituído pelos dois conversores CC-CC, Cuk e Sepic, pela fonte única de alimentação contínua, pelo transformador de isolamento e pela respectiva carga. É apresentado também a modelagem da carga, referenciando-a para os terminais primários do transformador, o modo esperado de funcionamento do transformador de isolamento e as formas de ondas desejadas na carga presente.

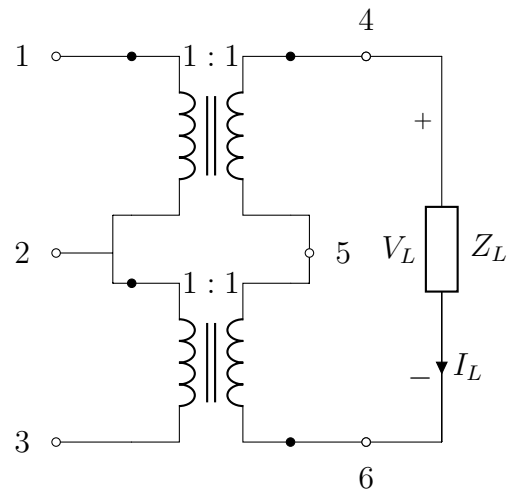
Pelas Figuras 11, 12 e 13 observa-se o circuito do conversor proposto completo. A fonte de alimentação de corrente contínua vista na Figura 11 alimenta os dois conversores conectados presentes na Figura 13. O conversor Sepic está localizado na parte superior e faz contato com o transformador de isolamento pelos pontos indicados 1 e 2. O conversor Cuk é apresentado na parte inferior, de forma espelhada em relação ao referencial comum da Figura 13, localizado no centro e faz contato com o transformador de isolamento pelos pontos indicados 2 e 3.

Figura 11: Fonte de alimentação CC única para o conversor proposto



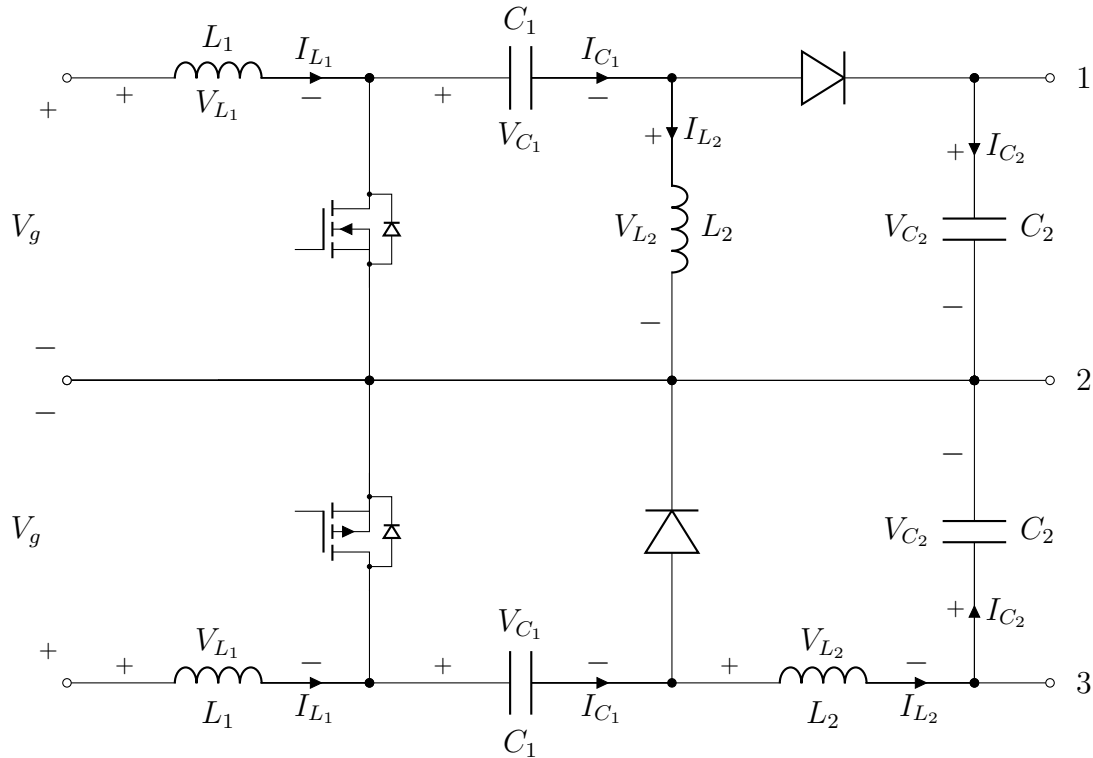
Fonte: Autoria própria.

Figura 12: Circuito referente ao transformador de isolamento e a respectiva carga do sistema



Fonte: Autoria própria.

Figura 13: Circuito do conversor proposto



Fonte: Autoria própria.

## 2.1 Análise do transformador de isolação

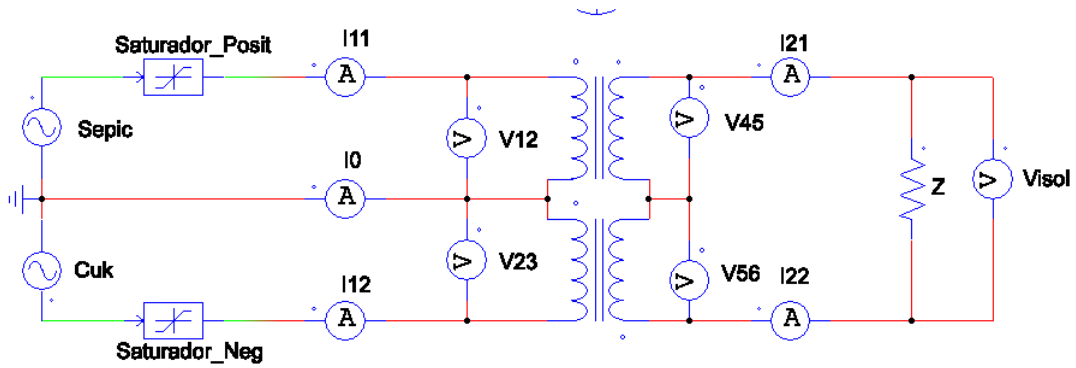
Pela Figura 12 é possível notar a disposição construtiva dos enrolamentos do transformador de isolação. São dois enrolamentos com polaridades iguais (terminal com ponto) na parte superior e outros dois com a polaridade invertida. A necessidade desta inversão de polaridade é justificada pela característica de ganho estático de saída do conversor Cuk, o qual é negativo. A partir do momento de funcionamento do conversor Cuk (meio ciclo negativo da senoide), a diferença de potencial existente entre os terminais 2 e 3 da Figura 12 será sempre  $V_1 = V_2 \geq V_3$ . Deste modo, considerando a não inversão de polaridade do transformador teríamos sempre nos terminais do secundário  $V_4 = V_5 \geq V_6$  e, conseqüentemente, não inversão da polaridade de tensão na carga.

Com a finalidade de verificar e testar as condições de operação do transformador de isolação, realizou-se a simulação vista na Figura 14. É possível observar que as duas fontes de tensão alternada  $V_{pico} = 220V$  em conjunto com os saturadores representam a forma de onda de saída de cada conversor que compõe o conversor proposto. Amperímetros e voltímetros foram colocados para possibilitar a visualização das respectivas formas de ondas e relações em cada ponto do circuito. Assim como no transformador da Figura 12, a relação existente entre números de espiras é igual para os dois conjuntos (superior e

inferior), sendo a relação 1 : 1 o número de espiras dos enrolamentos primários são iguais aos dos secundários.

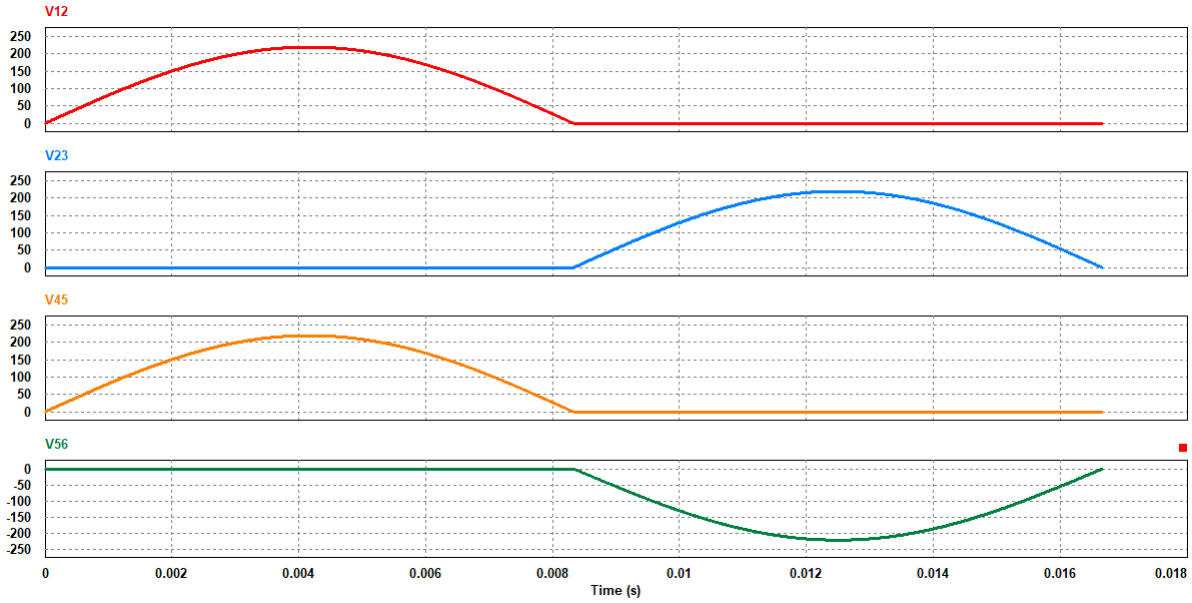
Analisando a Figura 15, nota-se que com uma diferença de potencial positiva para  $V_{12}$ , obtém-se a mesma polaridade para  $V_{45}$ . No entanto, justamente pela inversão dos pontos de polaridade do transformador, observa-se  $V_{23}$  de modo inverso à  $V_{56}$ . Considerando que foi utilizado uma carga  $Z = 1\Omega$ , nessa configuração de transformador de isolação, a forma de onda resultante na carga sempre será alternada e igual aquela presente na Figura 16. Caso ocorra a inversão da polaridade do transformador de isolação localizado entre os pontos 2-3 e 5-6, o resultado será uma forma de onda contínua e igual à da Figura 17.

Figura 14: Circuito para simulação das relações do transformador de isolação

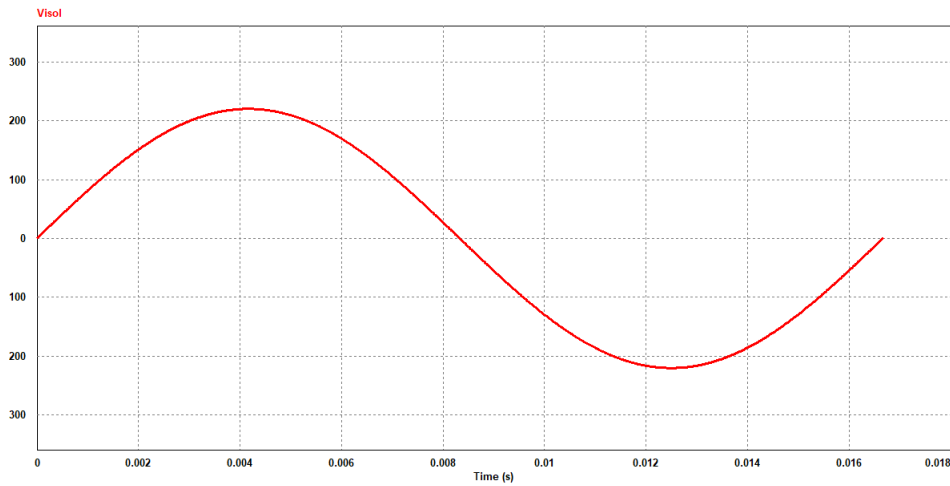


Fonte: Autoria própria.

Figura 15: Resultado obtidos da simulação do transformador de isolamento



Fonte: Autoria própria.

Figura 16: Forma de onda resultante na carga  $Z_L$ 

Fonte: Autoria própria.

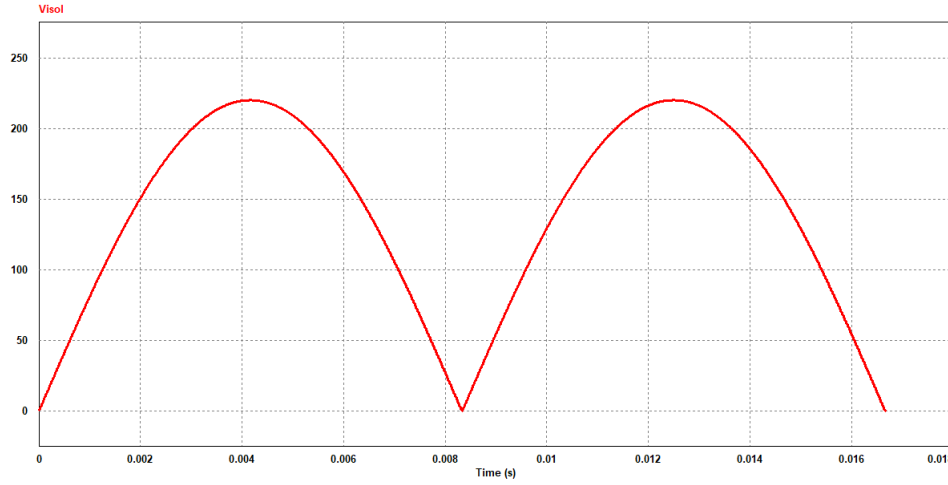
## 2.2 Análise e modelagem da carga

Considerando uma carga de impedância qualquer,  $Z_L$ , localizada no terminal secundário do transformador de isolamento, a corrente que flui por ela será denominada  $I_L$  e sua respectiva diferença de potencial  $V_L$ . Com as observações realizadas na seção 2.1 reflete-se a carga dos terminais secundários para os primários.

Pela Figura 15 nota-se que quando um conversor está ativo em meio ciclo de



Figura 17: Forma de onda resultante na carga  $Z_L$  invertendo-se a polaridade inicial do transformador



Fonte: Autoria própria.

onda, a diferença de potencial é nula entre os terminais do transformador de isolamento do conversor oposto (desligado). Desmembra-se o transformador de isolamento em dois, o superior e inferior. Considerando que a carga é única e que a relação de espiras entre enrolamentos é igual (1 : 1), reflete-se à carga  $Z_L$  para o primário de cada conversor. De modo à equacionar, sendo  $N_i$  o número de espiras de cada enrolamento, tem-se:

$$\frac{V_{12}}{V_{45}} = \frac{N_{12}}{N_{45}} = a \quad (2.1)$$

$$\frac{I_{12}}{I_{45}} = \frac{N_{45}}{N_{12}} = \frac{1}{a} \quad (2.2)$$

$$z_{12} = \frac{V_{12}}{I_{12}} = \frac{a V_{45}}{\frac{I_{45}}{a}} \quad (2.3)$$

$$= a^2 \frac{V_{45}}{I_{45}} \quad (2.4)$$

$$z_{12} = a^2 Z_L \quad (2.5)$$

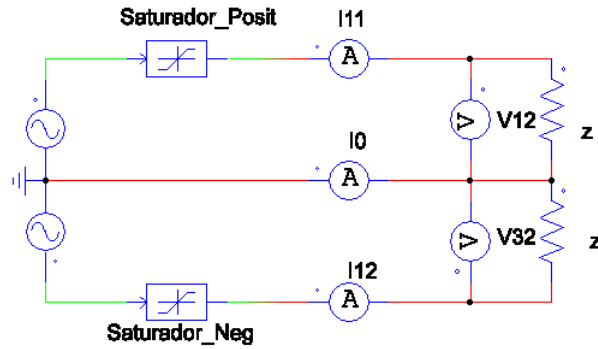
com  $a = 1$  e desenvolvendo do mesmo modo para o transformador inferior, chega-se na seguinte relação:

$$z_{12} = Z_L = z_{23} = z \quad (2.6)$$

Então, a modelagem dos conversores pode ser realizada de modo independente, com cada um atuando em seu respectivo meio ciclo de onda e com a carga  $Z_L$  refletida

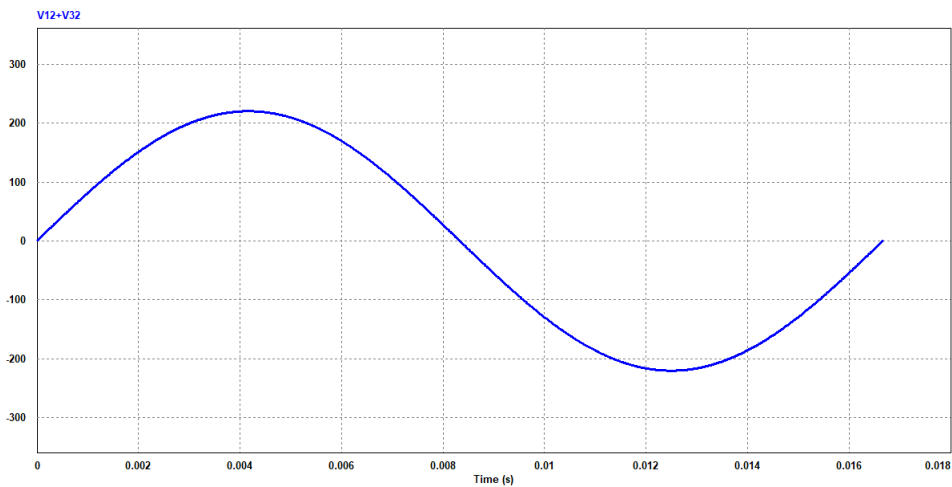
para os enrolamentos primários como  $z$ . Como exemplo, a Figura 18 apresenta o circuito equivalente com a respectiva carga  $Z_L$  referenciada como  $z$  e a Figura 19 a forma de onda senoidal proveniente do somatório das respectivas saídas dos conversores.

Figura 18: Circuito equivalente com carga referenciada para os primários do transformador



Fonte: Autoria própria.

Figura 19: Forma de onda resultante do somatório das tensões de saída de cada conversor



Fonte: Autoria própria.

### 3 Modelagem do conversor

A modelagem é realizada de modo independente entre os conversores Cuk e Sepic, e utilizando-se o modelo de pequenos sinais exposto na literatura (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; MATTARELLI; ROSSETTO; SPIAZZI, 1997). Além disso, considera-se os conversores em condição ideal, sem perdas resistivas em seus elementos e também na presença de resistências parasitas.

A Figura 13 apresenta os dois conversores estudados. Tem-se  $V_g$  a tensão de entrada e  $V_O$  a tensão de saída. O transistor e o diodo atuam como elementos de chaveamento proporcionando, no modo de operação contínuo, dois estágios de operação - chave fechada e chave aberta.

De modo geral, têm-se que as tensões nos indutores -  $V_{L_1}$  e  $V_{L_2}$  - e as correntes no capacitores -  $I_{C_1}$  e  $I_{C_2}$  - podem ser representadas do seguinte modo:

$$V_{L_1} = L_1 \frac{dI_{L_1}}{dt} \quad (3.1)$$

$$V_{L_2} = L_2 \frac{dI_{L_2}}{dt} \quad (3.2)$$

$$I_{C_1} = C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \quad (3.3)$$

$$I_{C_2} = C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} \quad (3.4)$$

Além disso, define-se o vetor de estados  $\mathbf{x}$ , o vetor de entradas  $\mathbf{u}$  e o vetor de saídas  $\mathbf{y}$  como:

$$\mathbf{x} = [I_{L_1} \ I_{L_2} \ V_{C_1} \ V_{C_2}]^T \quad (3.5)$$

$$\mathbf{u}_{ideal} = [V_g] \quad (3.6)$$

$$\mathbf{u}_{perdas} = [V_g \ V_D]^T \quad (3.7)$$

$$\mathbf{y} = [I_O \ V_O]^T \quad (3.8)$$

O desenvolvimento da modelagem em pequenos sinais será o mesmo para as quatro situações - Cuk com/sem perdas e Sepic com/sem perdas - possuindo apenas as particularidades das matrizes referentes a cada conversor.

De acordo com Mattarelli, Rossetto e Spiazzi (1997), Magossi (2016), o modelo médio no espaço de estados que descreve o comportamento do sistema é dado pelas Equações 3.9 e 3.10.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{E}\mathbf{u} \quad (3.10)$$

Considerando  $d$ , o ciclo de trabalho, têm-se as equações:

$$\mathbf{A} = A_1 d + A_2(1 - d) \quad (3.11)$$

$$\mathbf{B} = B_1 d + B_2(1 - d) \quad (3.12)$$

$$\mathbf{C} = C_1 d + C_2(1 - d) \quad (3.13)$$

$$\mathbf{E} = E_1 d + E_2(1 - d) \quad (3.14)$$

Além disso, considera-se que as variáveis envolvidas são definidas por uma soma de componentes: uma de valor médio (letra maiúscula) e uma componente alternada (minúscula).

$$x = X + \hat{x} \quad (3.15)$$

$$u = U + \hat{u} \quad (3.16)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (3.17)$$

Então, aplicando as Equações 3.15, 3.16 e 3.17 nas Equações 3.9 e 3.10 e desprezando os termos de segunda ordem, é possível obter:

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{A}X + \mathbf{B}U + \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}\hat{u} + \mathbf{F}\hat{d} \quad (3.18)$$

onde

$$\mathbf{F} = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \quad (3.19)$$

Na situação de regime permanente e admitindo-se que a matriz  $\mathbf{A}$  possui inversa, obtêm-se:

$$0 = \mathbf{A}X + \mathbf{B}U \quad (3.20)$$

$$X = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}U \quad (3.21)$$

Deste modo, o modelo em espaço de estados dos pequenos sinais se resume às Equações 3.22 e 3.23.

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{A}x + [\mathbf{B} \ \mathbf{F}] \begin{bmatrix} u \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\hat{y} = \mathbf{C}x + [\mathbf{E} \ 0] \begin{bmatrix} u \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

A partir do modelo obtido e da Equação 3.24 é possível encontrar as funções de transferência - corrente/tensão de saída em função das oscilações de  $\hat{d}$  - que representam a planta do conversor analisado.

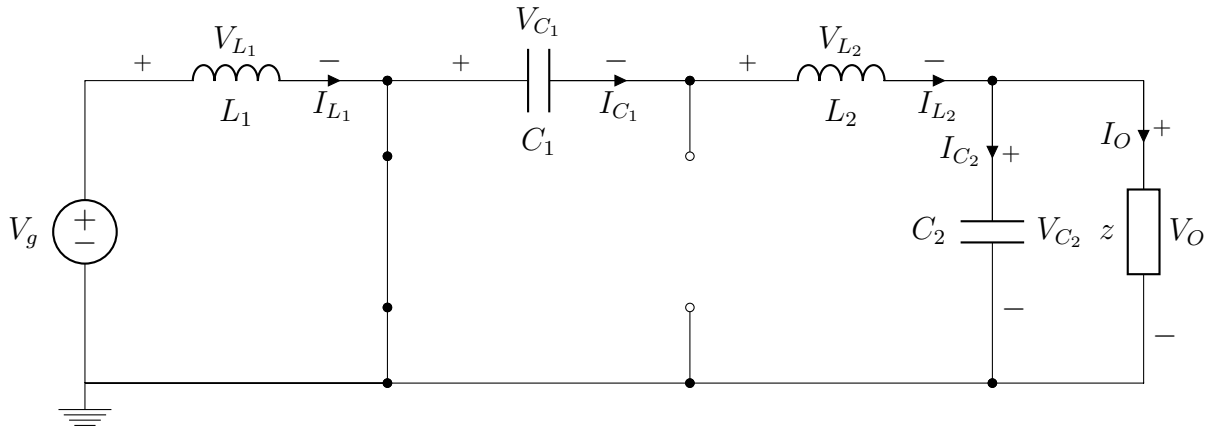
$$G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}([\mathbf{B} \ \mathbf{F}]) + [\mathbf{E} \ 0] \quad (3.24)$$

### 3.1 Cuk na condição ideal

#### 3.1.1 Análise de operação - chave fechada

A Figura 20 apresenta o circuito equivalente no momento em que o transistor conduz e o diodo não.

Figura 20: Situação 1: apenas MOSFET conduz



Fonte: Autoria própria.

Aplicando as leis de Kirchhoff, obtém-se as seguintes equações:

$$0 = V_{L1} - V_g \quad (3.25)$$

$$0 = V_{C1} + V_{C2} + V_{L2} \quad (3.26)$$

$$0 = I_{C1} - I_{L2} \quad (3.27)$$

$$0 = I_{L2} - I_{C2} - \frac{V_{C2}}{z} \quad (3.28)$$

$$0 = I_O - \frac{V_{C2}}{z} \quad (3.29)$$

$$0 = V_O - V_{C2} \quad (3.30)$$

Assim, consegue-se obter o conjunto de equações:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (3.31)$$

$$y = C_1 x + E_1 u \quad (3.32)$$

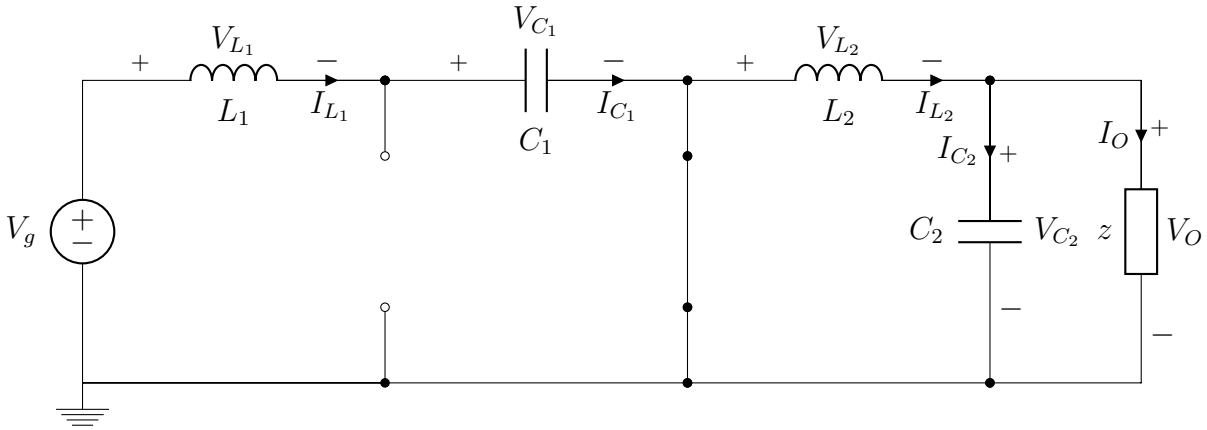
com

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 z} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

### 3.1.2 Análise de operação - chave aberta

A partir da Figura 21 apresentada, situação em que o diodo conduz e o transistor não, realiza-se o mesmo processo visto na subseção 3.1.1.

Figura 21: Situação 2: apenas diodo conduz



Fonte: Autoria própria.

$$0 = V_{C1} - V_g + V_{L1} \quad (3.33)$$

$$0 = V_{L2} + V_{C2} \quad (3.34)$$

$$0 = I_{L1} - I_{C1} \quad (3.35)$$

$$0 = I_{L2} - I_{C2} - \frac{V_{C2}}{z} \quad (3.36)$$

$$0 = I_O - \frac{V_{C2}}{z} \quad (3.37)$$

$$0 = V_O - V_{C2} \quad (3.38)$$

Assim, consegue-se obter o conjunto de equações:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (3.39)$$

$$y = C_2 x + E_2 u \quad (3.40)$$

com

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 z} \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

### 3.1.3 Modelo de pequenos sinais

Com as matrizes dos passos anteriores obtêm-se as matrizes A, B, C, E, F e também os vetores de estados e saídas médio, X e Y:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ -\frac{D-1}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 z} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} -\frac{V_g}{L_1(D-1)} \\ \frac{V_g}{L_2(D-1)} \\ -\frac{D V_g}{C_1 z(D-1)^2} \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

## 3.2 Cuk na condição com perdas

### 3.2.1 Análise de operação - chave fechada

A Figura 22 apresenta o circuito equivalente no momento em que o transistor conduz e o diodo não.

Aplicando as leis de Kirchhoff, obtêm-se as seguintes equações:

$$0 = V_{L_1} - V_g + R_{L_1} I_{L_1} + R_{on} (I_{L_1} - I_{L_2}) \quad (3.41)$$

$$0 = V_{C_1} + V_{C_2} + V_{L_2} + R_{C_1} I_{L_2} + R_{L_2} I_{L_2} - R_{on} (I_{L_1} - I_{L_2}) - \frac{R_{C_2} (V_{C_2} - I_{L_2} z)}{R_{C_2} + z} \quad (3.42)$$

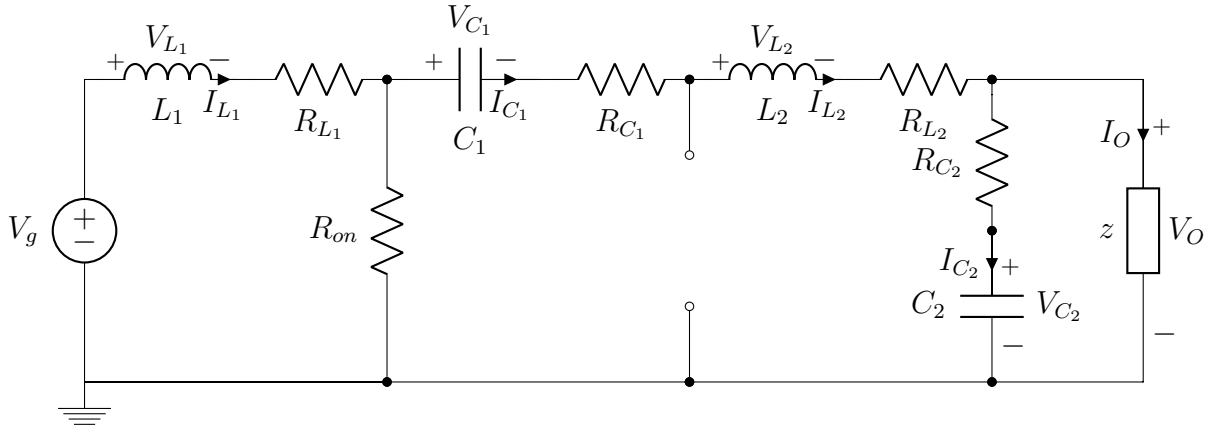
$$0 = I_{C_1} - I_{L_2} \quad (3.43)$$

$$0 = V_{C_2} - I_{L_2} z + I_{C_2} (R_{C_2} + z) \quad (3.44)$$

$$0 = I_O - I_{L_2} + I_{C_2} \quad (3.45)$$

$$0 = V_O - z I_O \quad (3.46)$$

Figura 22: Situação 1: apenas MOSFET conduz



Fonte: Autoria própria.

Assim, consegue-se obter o conjunto de equações:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (3.47)$$

$$y = C_1 x + E_1 u \quad (3.48)$$

com

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1} + R_{on}}{L_1} & \frac{R_{on}}{L_2} & \frac{R_{C2}^2}{L_2(R_{C2} + z)} - \frac{R_{on}}{R_{C1} + R_{C2} + R_{L2} + R_{on}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & \frac{z}{C_2(R_{C2} + z)} & -\frac{1}{L_2} & -\frac{z}{L_2(R_{C2} + z)} \\ 0 & \frac{z}{C_2(R_{C2} + z)} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C2} + z)} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

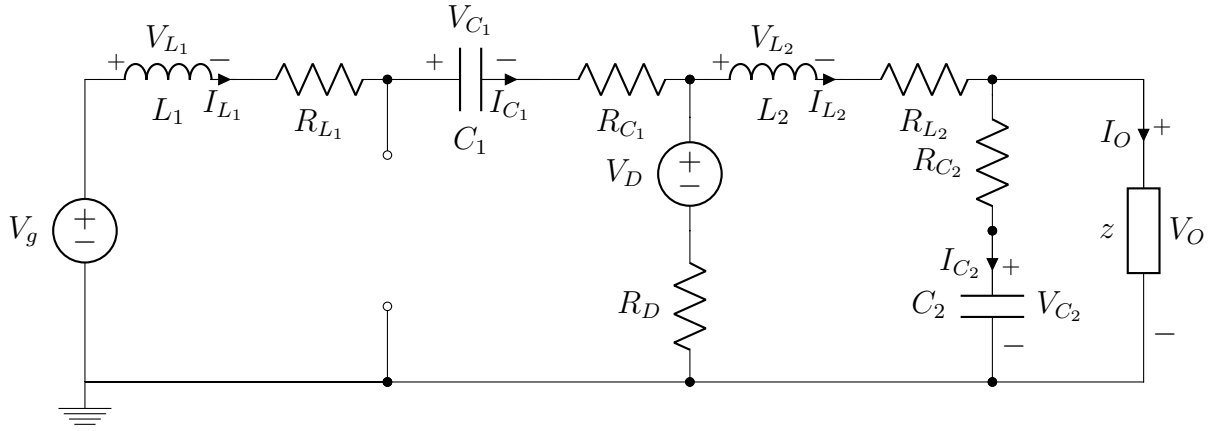
$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{C2}}{R_{C2} + z} & 0 & \frac{1}{R_{C2} + z} \\ 0 & \frac{R_{C2} z}{R_{C2} + z} & 0 & \frac{z}{R_{C2} + z} \end{bmatrix}; E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### 3.2.2 Análise de operação - chave aberta

A partir da Figura 23 apresentada, situação em que o diodo conduz e o transistor não, realiza-se o mesmo processo visto na subseção 3.2.1.



Figura 23: Situação 2: apenas diodo conduz



Fonte: Autoria própria.

$$0 = I_{L1} - I_{C1} \quad (3.49)$$

$$0 = V_{C2} - I_{L2} z + I_{C2} (R_{C2} + z) \quad (3.50)$$

$$0 = V_{C2} - V_D + V_{L2} + R_{L2} I_{L2} - R_D (I_{L1} - I_{L2}) - \frac{R_{C2} (V_{C2} - I_{L2} z)}{R_{C2} + z} \quad (3.51)$$

$$0 = V_D - V_g + V_{C1} + V_{L1} + R_D (I_{L1} - I_{L2}) + I_{L1} (R_{C1} + R_{L1}) \quad (3.52)$$

$$0 = I_O - I_{L2} + I_{C2} \quad (3.53)$$

$$0 = V_O - z I_O \quad (3.54)$$

Assim, consegue-se obter o conjunto de equações:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (3.55)$$

$$y = C_2 x + E_2 u \quad (3.56)$$

com

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{C1} + R_{L1} + R_D}{L_1} & \frac{R_D}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{R_D}{L_2} & -\frac{R_{L2} + R_D + \frac{R_{C2} z}{R_{C2} + z}}{L_2} & 0 & -\frac{z}{L_2 (R_{C2} + z)} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{z}{C_2 (R_{C2} + z)} & 0 & -\frac{1}{C_2 (R_{C2} + z)} \end{bmatrix};$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{C2}}{R_{C2} + z} & 0 & \frac{1}{R_{C2} + z} \\ 0 & \frac{R_{C2} z}{R_{C2} + z} & 0 & \frac{z}{R_{C2} + z} \end{bmatrix}; E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### 3.2.3 Modelo de pequenos sinais

Com as matrizes dos passos anteriores obtêm-se as matrizes A, B, C, E, F e também os vetores de estados e saídas médio, X e Y:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{(D-1)(R_{C1}+R_{L1}+R_D)}{L_1} - \frac{D(R_{L1}+R_{on})}{L_1} & \frac{D R_{on}}{L_2} - \frac{R_D(D-1)}{L_2} & \frac{D R_{on}}{L_2} - \frac{R_D(D-1)}{L_2} & \frac{D-1}{L_2} & 0 \\ \frac{z^2}{L_2(R_{C2}+z)} - \frac{\frac{D R_{on}}{L_2} - \frac{R_D(D-1)}{L_2}}{R_{L2}+R_D+z+\frac{D}{C_1}R_{C1}-D R_D+D R_{on}} & \frac{D}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{D-1}{L_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C2}+z)} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & -\frac{D-1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{C2}}{R_{C2}+z} & 0 & \frac{1}{R_{C2}+z} \\ 0 & \frac{R_{C2}z}{R_{C2}+z} & 0 & \frac{z}{R_{C2}+z} \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

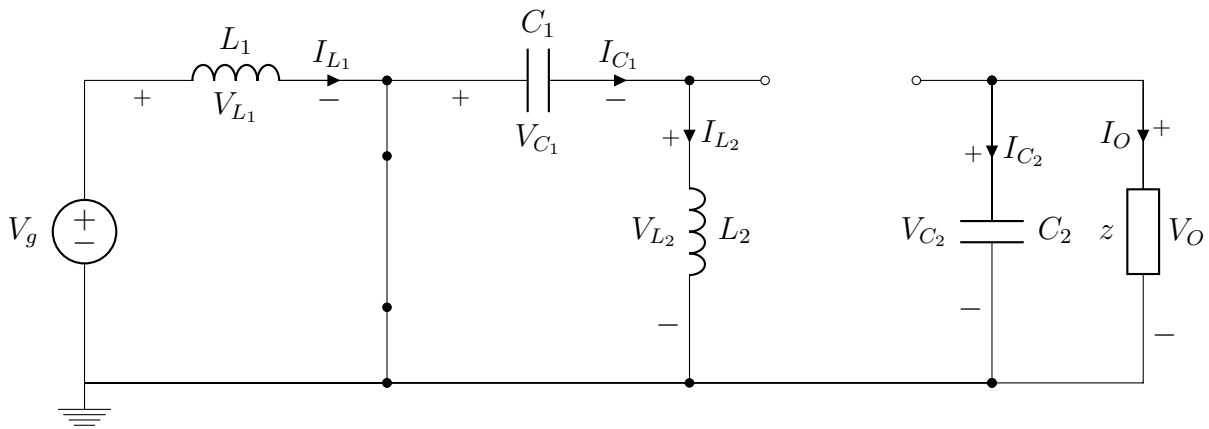
A matriz F é obtida do mesmo modo visto anteriormente. No entanto, pela presença das perdas nos elementos, sua representação literal não enquadra-se nas dimensões atuais do documento.

## 3.3 Sepic na condição ideal

### 3.3.1 Análise de operação - chave fechada

A Figura 24 apresenta o circuito equivalente no momento em que o transistor conduz e o diodo não.

Figura 24: Situação 1: apenas MOSFET conduz



Fonte: Autoria própria.

Aplicando as leis de Kirchhoff, obtêm-se as seguintes equações:

$$0 = I_{C_1} - I_{L_2}; \quad (3.57)$$

$$0 = V_{L_1} - V_g \quad (3.58)$$

$$0 = V_{L_2} + V_{C_1} \quad (3.59)$$

$$0 = -I_{C_2} - \frac{V_{C_2}}{z} \quad (3.60)$$

$$0 = I_O - \frac{V_{C_2}}{z} \quad (3.61)$$

$$0 = V_O - V_{C_2} \quad (3.62)$$

Assim, consegue-se obter o conjunto de equações:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (3.63)$$

$$y = C_1 x + E_1 u \quad (3.64)$$

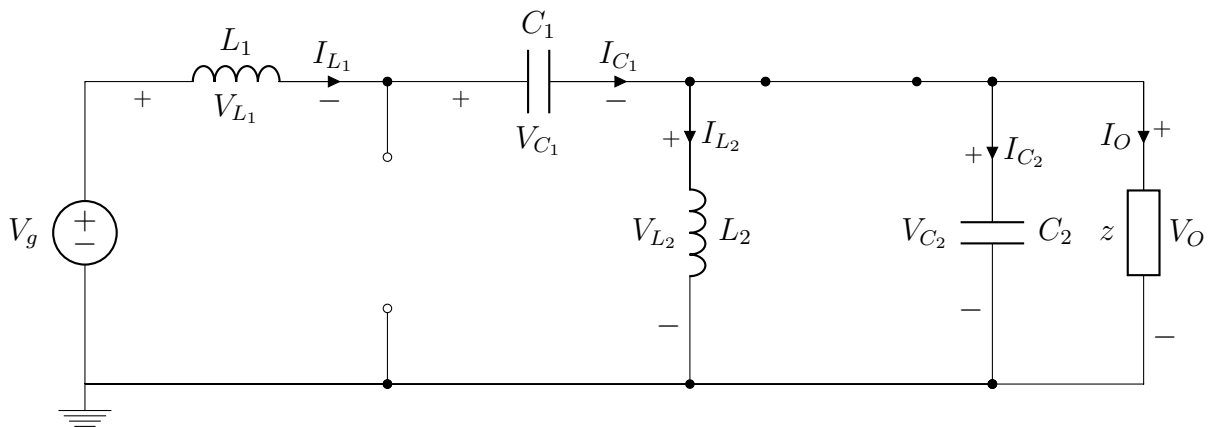
com

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2 z} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

### 3.3.2 Análise de operação - chave aberta

A partir da Figura 25 apresentada, situação em que o diodo conduz e o transistor não, realiza-se o mesmo processo visto na subseção 3.3.1.

Figura 25: Situação 2: apenas diodo conduz



Fonte: Autoria própria.

$$0 = V_{C_1} - V_g + V_{C_2} + D \quad (3.65)$$

$$0 = -V_{L_2} + V_{C_2} \quad (3.66)$$

$$0 = I_{L_1} - I_{C_1} \quad (3.67)$$

$$0 = I_{L_1} - I_{C_2} - I_{L_2} - \frac{V_{C_2}}{z} \quad (3.68)$$

$$0 = I_O - \frac{V_{C_2}}{z} \quad (3.69)$$

$$0 = V_O - V_{C_2} \quad (3.70)$$

Assim, consegue-se obter o conjunto de equações:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (3.71)$$

$$y = C_2 x + E_2 u \quad (3.72)$$

com

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 z} \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

### 3.3.3 Modelo de pequenos sinais

Com as matrizes dos passos anteriores obtêm-se as matrizes A, B, C, E, F e também os vetores de estados e saídas médio, X e Y:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_2} & -\frac{D-1}{L_2} \\ -\frac{D-1}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{D-1}{C_2} & \frac{D-1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 z} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} -\frac{V_g}{L_1(D-1)} \\ \frac{V_g}{L_2(D-1)} \\ -\frac{D V_g}{C_1 z (D-1)^2} \\ -\frac{D V_g}{C_2 z (D-1)^2} \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

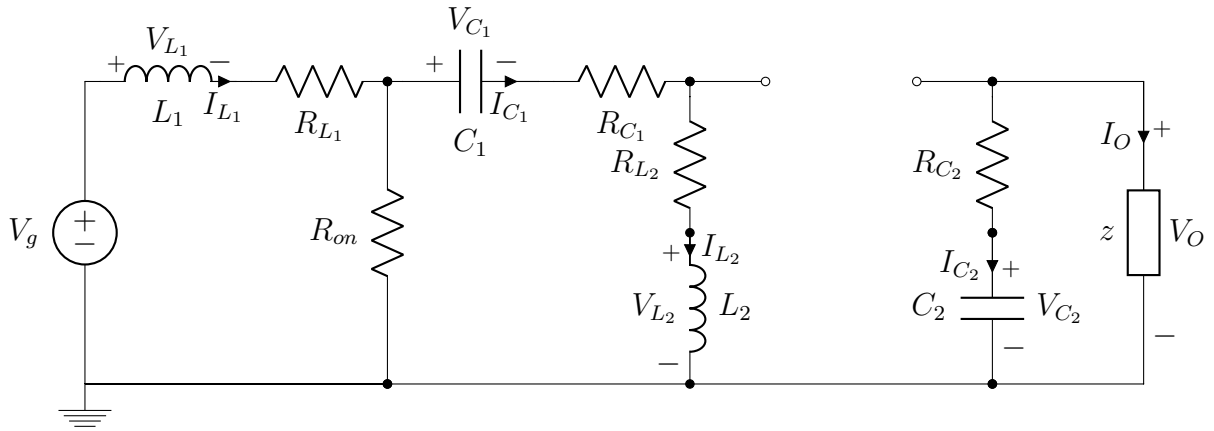
## 3.4 Sepic na condição com perdas

### 3.4.1 Análise de operação - chave fechada

A Figura 26 apresenta o circuito equivalente no momento em que o transistor conduz e o diodo não.

Aplicando as leis de Kirchhoff, obtêm-se as seguintes equações:

Figura 26: Situação 1: apenas MOSFET conduz



Fonte: Autoria própria.

$$0 = I_{C1} - I_{L2} \quad (3.73)$$

$$0 = V_{L1} - V_g + R_{L1} I_{L1} + R_{on} (I_{L1} - I_{L2}) \quad (3.74)$$

$$0 = V_{C2} + R_{C2} I_{C2} + I_{C2} z \quad (3.75)$$

$$0 = V_{C1} + V_{L2} + R_{C1} I_{L2} + R_{L2} I_{L2} - R_{on} (I_{L1} - I_{L2}) \quad (3.76)$$

$$0 = I_O - I_{C2} \quad (3.77)$$

$$0 = V_O - z I_O \quad (3.78)$$

Assim, consegue-se obter o conjunto de equações:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \quad (3.79)$$

$$y = C_1 x + E_1 u \quad (3.80)$$

com

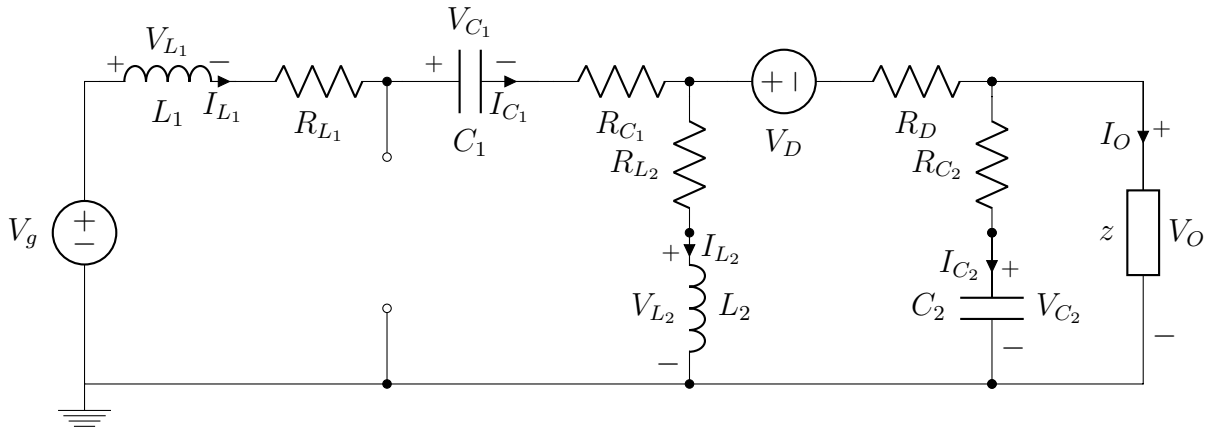
$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}+R_{on}}{L_1} & \frac{R_{on}}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{R_{on}}{L_2} & -\frac{R_{C1}+R_{L2}+R_{on}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C2}+z)} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_{C2}+z} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{z}{R_{C2}+z} \end{bmatrix}; E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### 3.4.2 Análise de operação - chave aberta

A partir da Figura 27 apresentada, situação em que o diodo conduz e o transistor não, realiza-se o mesmo processo visto na subseção 3.4.1.

Figura 27: Situação 2: apenas diodo conduz



Fonte: Autoria própria.

$$0 = I_{L1} - I_{C2} - I_{L2} - \frac{V_{C2}}{z} - \frac{R_{C2} I_{C2}}{z} \quad (3.81)$$

$$0 = I_{L1} - I_{C1} \quad (3.82)$$

$$(3.83)$$

$$0 = V_D - V_{L2} - R_{L2} I_{L2} + \frac{R_D V_{C2} + R_{C2} R_D I_{C2}}{z} + \frac{z (I_{L1} - I_{L2}) - \frac{(R_D - z) (V_{C2} - I_{L1} z + I_{L2} z)}{R_{C2} + z}}{z} \quad (3.84)$$

$$0 = V_D - V_g + V_{C1} + V_{C2} + D + R_{C1} I_{L1} + R_{C2} I_{L1} - R_{C2} I_{L2} + R_{L1} I_{L1} + R_D I_{L1} - R_D I_{L2} + \frac{R_D (V_{C2} + R_{C2} I_{C2})}{z} - \frac{(R_{C2} + R_D) (V_{C2} + R_{C2} I_{L1} - R_{C2} I_{L2})}{R_{C2} + z} \quad (3.85)$$

$$0 = I_O - (R_{C2}/z)I_{C2} - V_{C2}/z \quad (3.86)$$

$$0 = V_O - zI_O \quad (3.87)$$

Assim, consegue-se obter o conjunto de equações:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (3.88)$$

$$y = C_2 x + E_2 u \quad (3.89)$$

com

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{C_1}+R_{L_1}+z}{L_1} - \frac{z(R_D-z)}{L_1(R_{C_2}+z)} & \frac{z(R_{C_2}+R_D)}{L_1(R_{C_2}+z)} & -\frac{1}{L_1} & -\frac{z^2+R_{C_2}R_D}{L_1 z(R_{C_2}+z)} \\ \frac{z(R_{C_2}+R_D)}{L_2(R_{C_2}+z)} & -\frac{R_{L_2}+z}{L_2} - \frac{z(R_D-z)}{L_2(R_{C_2}+z)} & 0 & \frac{z^2+R_{C_2}R_D}{L_2 z(R_{C_2}+z)} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{z}{C_2(R_{C_2}+z)} & -\frac{z}{C_2(R_{C_2}+z)} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C_2}+z)} \end{bmatrix};$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### 3.4.3 Modelo de pequenos sinais

Com as matrizes dos passos anteriores obtêm-se as matrizes A, B, C, E, F:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & -\frac{D-1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D}{R_{C_2}+z} - \frac{D-1}{z} \\ 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{D R_{C_2}}{R_{C_2}+z} \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

com:

$$a_{11} = \frac{(D-1) \left( R_{C_1}+R_{L_1}+\frac{R_{C_2}z}{R_{C_2}+z}+\frac{R_D z}{R_{C_2}+z} \right)}{L_1} - \frac{D(R_{L_1}+R_{on})}{L_1};$$

$$a_{12} = \frac{D R_{on}}{L_1} - \frac{z(R_{C_2}+R_D)(D-1)}{L_1(R_{C_2}+z)};$$

$$a_{13} = \frac{D-1}{L_1};$$

$$a_{14} = \frac{(z^2+R_{C_2}R_D)(D-1)}{L_1 z(R_{C_2}+z)};$$

$$a_{21} = \frac{D R_{on}}{L_2} - \frac{z(R_{C_2}+R_D)(D-1)}{L_2(R_{C_2}+z)};$$

$$a_{22} = \frac{(D-1)(R_{C_2}R_{L_2}+R_{C_2}z+R_{L_2}z+R_D z)}{L_2(R_{C_2}+z)} - \frac{D(R_{C_1}+R_{L_2}+R_{on})}{L_2};$$

$$a_{23} = -\frac{D}{L_2};$$

$$a_{24} = -\frac{(z^2+R_{C_2}R_D)(D-1)}{L_2 z(R_{C_2}+z)};$$

$$a_{31} = -\frac{D-1}{C_1};$$

$$a_{32} = \frac{D}{C_1};$$

$$a_{33} = a_{34} = 0;$$

$$a_{41} = -\frac{z(D-1)}{C_2(R_{C_2}+z)};$$

$$a_{42} = \frac{z(D-1)}{C_2(R_{C_2}+z)};$$

$$a_{43} = 0;$$

$$a_{44} = -\frac{1}{C_2(R_{C_2}+z)};$$

A matriz  $F$  é obtida do mesmo modo visto anteriormente. No entanto, pela presença das perdas nos elementos, sua representação literal não enquadra-se nas dimensões atuais do documento.



## 4 Resultados obtidos

Neste capítulo são apresentados todos os resultados provenientes de simulações realizadas. Apresentou-se também os valores considerados para cada um dos componentes, fontes de tensão, ciclo de trabalho e carga que compõe o conversor proposto. Gráficos de respostas ao degrau foram obtidos, comparando situações ideais e com perdas e os resultados da modelagem e a simulação via PSIM. Para entendimento da dinâmica do sistema obteve-se o diagrama de bode para ambos conversores nas duas situações propostas. Fez-se necessário a aplicação de um modelo de controlador para seguimento de trajetórias não lineares para obtenção de uma forma de onda alternada no ponto da carga do sistema.

### 4.1 Situação em malha aberta

Após a realização do equacionamento exposto no Capítulo 3, realizou-se análises via resposta ao degrau das plantas de tensão e corrente dos conversores estudados. Com a finalidade de comparação dos resultados e validação do modelo, é realizada a simulação dos circuitos nas mesmas condições da modelagem via *software* PSIM.

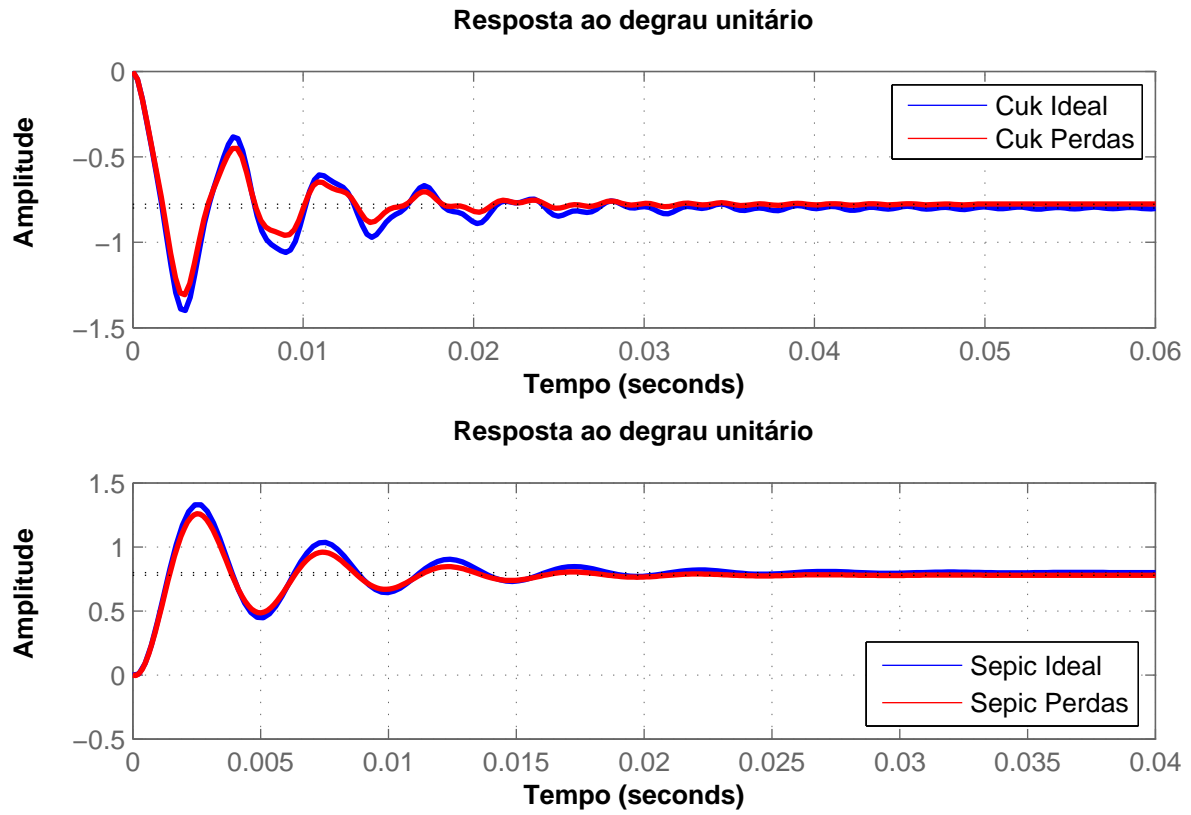
Então, para tal é necessário a definição dos valores dos componentes dos conversores. A Tabela 1 apresenta os respectivos valores utilizados, incluindo os das resistências parasitas.

Tabela 1: Valores dos componentes

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$V_g$	10 V		
$V_D$	0,7 V	$R_D$	2,4 m $\Omega$
$L_1$	100 $\mu$ H	$R_{L_1}$	1 m $\Omega$
$L_2$	100 $\mu$ H	$R_{L_2}$	1 m $\Omega$
$C_1$	800 $\mu$ F	$R_{C_1}$	3 m $\Omega$
$C_2$	3000 $\mu$ F	$R_{C_2}$	1 m $\Omega$
$R_{ON}$	2,4 m $\Omega$		
$z$	1 $\Omega$		
$D$	0,5		

Fonte: Autoria própria.

Aplicando-se nas plantas obtidas pela modelagem uma variação do ciclo de trabalho de  $\hat{d} = 0,02$ , resultando em  $D = 0,5 + 0,02 = 0,52$ , obtém-se a Figura 28.

Figura 28: Resposta ao degrau de  $\hat{d} = 0,02$ 

Fonte: Autoria própria.

Considerando a situação de modelagem para  $D = 0,5$ , os valores médios para o vetor de estados e de saídas,  $x$  e  $y$ , são apresentados nas Tabelas 2 e 3. Além disso, nesta condição têm-se os diagramas de Bode de malha aberta mostrados nas Figuras 29 e 31.

Tabela 2: Componentes médias - Conversor Cuk

Cuk Ideal				Cuk Perdas			
Y	Valor	X	Valor	Y	Valor	X	Valor
$I_O$	-10 A	$I_{L1}$	10 A	$I_O$	-9,1662 A	$I_{L1}$	9,1662 A
$V_O$	-10 V	$I_{L2}$	-10 A	$V_O$	-9,1662 V	$I_{L2}$	-9,1662 A
		$V_{C1}$	20 V			$V_{C1}$	19,1662 V
		$V_{C2}$	-10 V			$V_{C2}$	-9,1662 V

Fonte: Autoria própria.

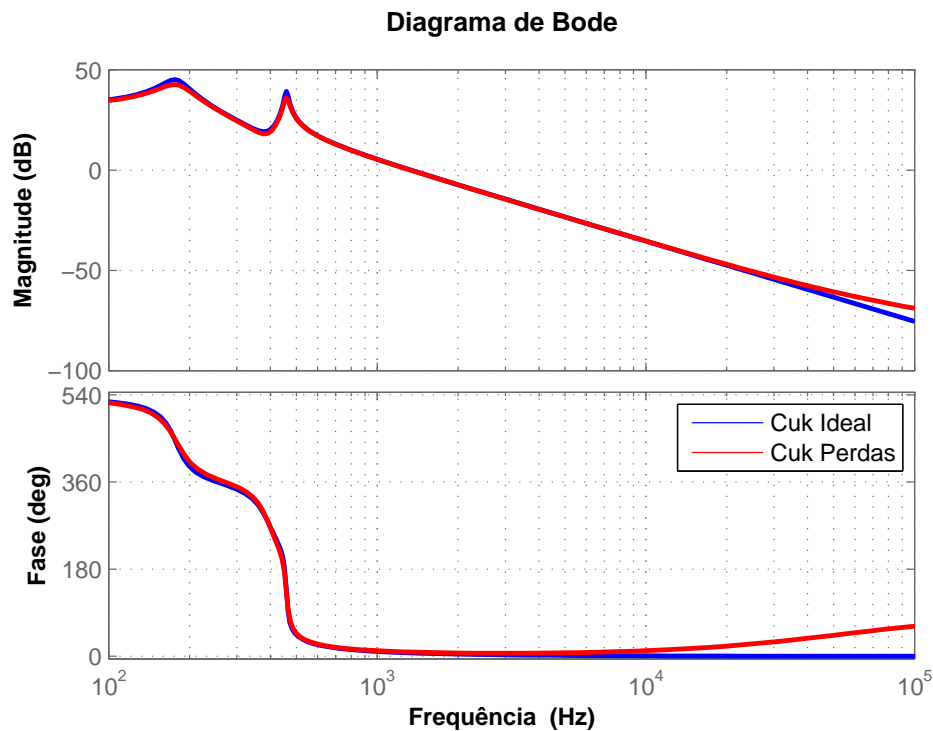
Tabela 3: Componentes médias - Conversor Sepic

Sepic Ideal				Sepic Perdas			
Y	Valor	X	Valor	Y	Valor	X	Valor
$I_O$	10 A	$I_{L_1}$	10 A	$I_O$	9,1797 A	$I_{L_1}$	9,1843 A
$V_O$	10 V	$I_{L_2}$	10 A	$V_O$	9,1797 V	$I_{L_2}$	9,1843 A
		$V_{C_1}$	10 V			$V_{C_1}$	9,9724 V
		$V_{C_2}$	10 V			$V_{C_2}$	9,1843 V

Fonte: Autoria própria.

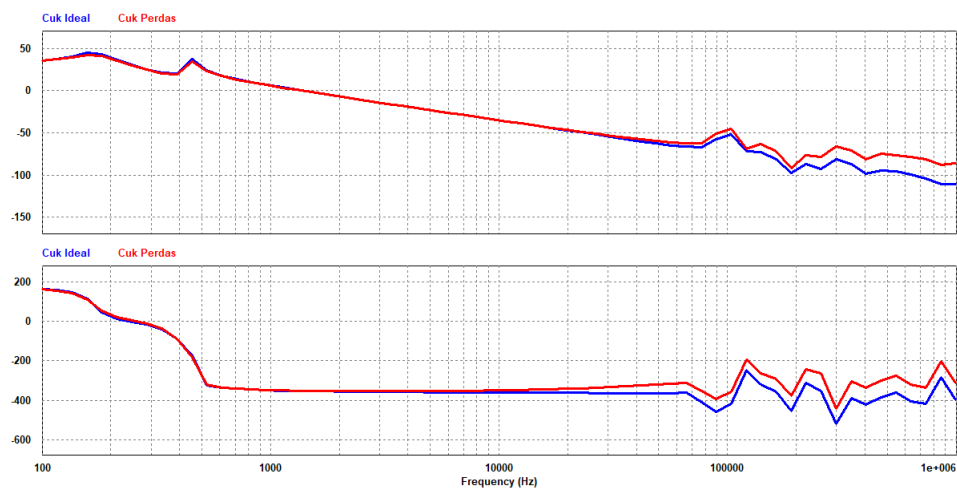
Um modo para obtenção do diagrama de Bode via PSIM é visto em Fernández et al. (2011), o qual utiliza-se de múltiplos sinais senoidais perturbando a variável de ciclo de trabalho em determinado tempo de simulação e analisando função de transferência obtida pela saída do conversor e o próprio ciclo de trabalho. Outro método é via a função de simulação no *software* PSIM, denominada *AC Sweep*. Atenta-se para os limites de amplitude inseridos na fonte senoidal  $V_{sweep}$  vista na Figura 33 para que o conversor não se torne instável. O resultado da obtenção do diagrama de bode para as situações de cada conversor é apresentado na Figura 30 e Figura 32.

Figura 29: Diagrama de Bode Malha Aberta - Conversor Cuk.



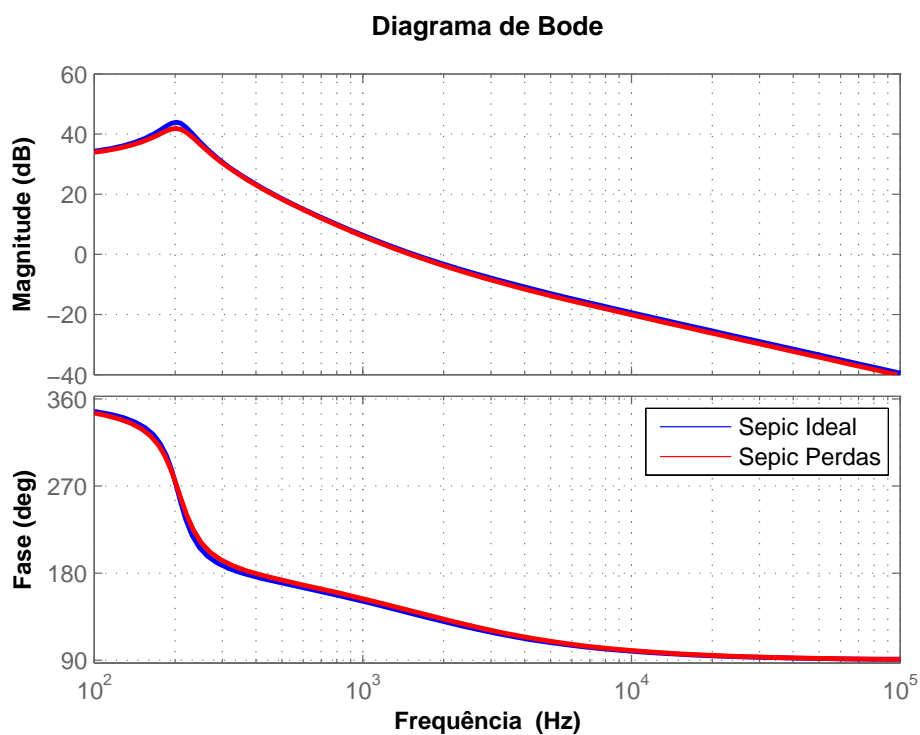
Fonte: Autoria própria.

Figura 30: Diagrama de Bode Malha Aberta via PSIM - Conversor Cuk.



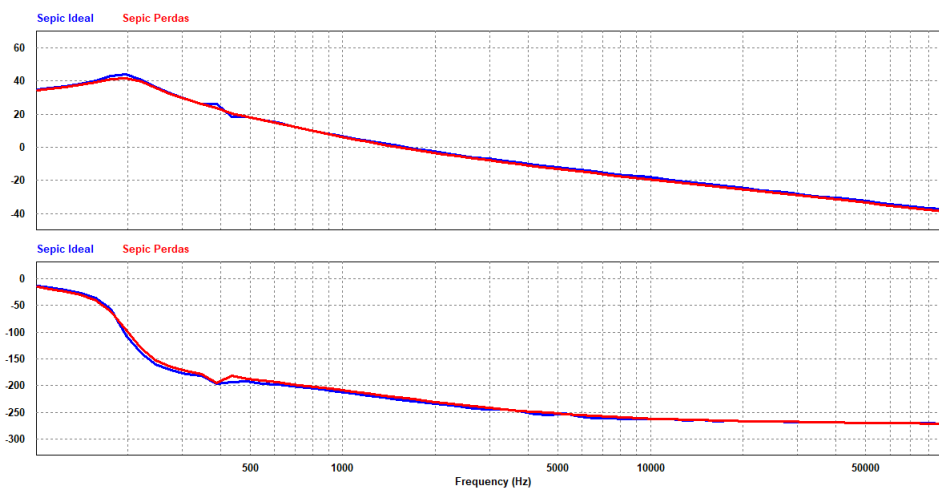
Fonte: Autoria própria.

Figura 31: Diagrama de Bode Malha Aberta - Conversor Sepic

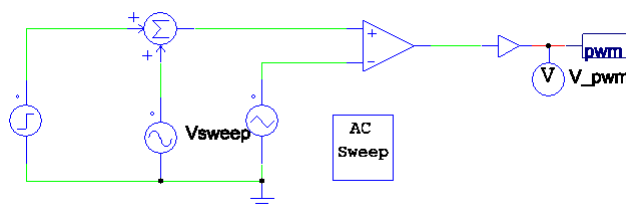


Fonte: Autoria própria.

Figura 32: Diagrama de Bode Malha Aberta via PSIM - Conversor Sepic



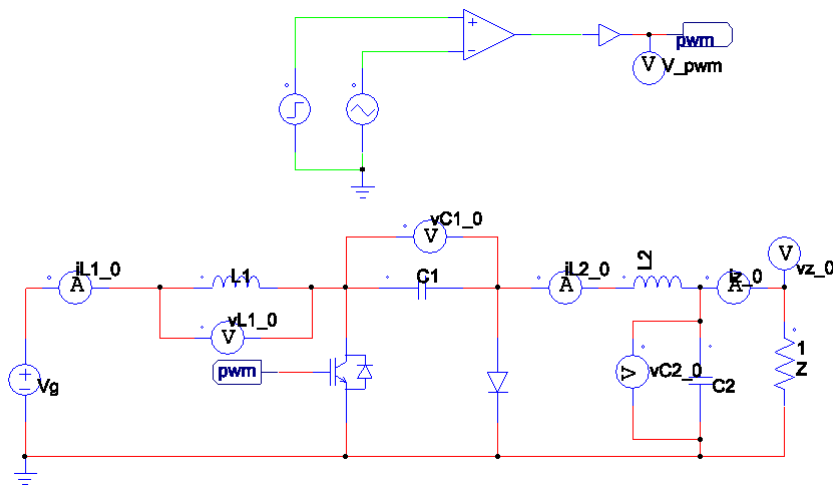
Fonte: Autoria própria.

Figura 33: Módulo PWM com perturbação senoidal para simulação *AC Sweep*

Fonte: Autoria própria.

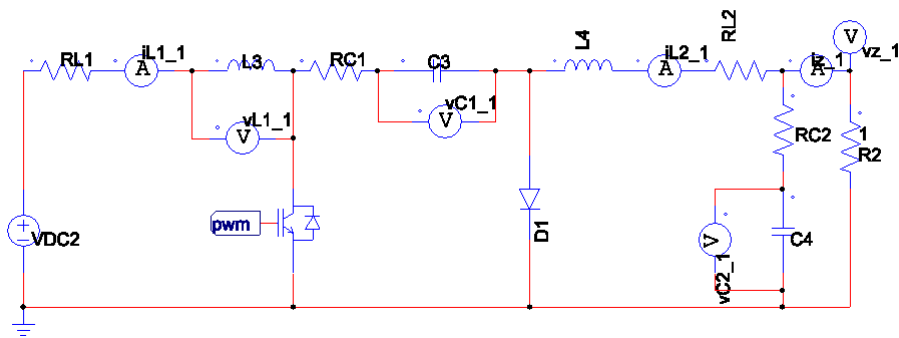
Deste modo, com os valores médios para o vetor de saídas  $y$ , é possível comparar os modelos - ideais e com perdas - obtidos via equacionamento com o modelo de simulação via *software* PSIM, cujos respectivos modelos são apresentados através das Figuras 34, 35, 36 e 37. É válido ressaltar que nas Figuras 34 e 36 está presente o circuito responsável por gerar a onda quadrada que aciona a chave de cada conversor. O resultado desta comparação é apresentado nas Figuras 38 e 39.

Figura 34: Modelo do conversor Cuk para simulação PSIM em condição ideal.



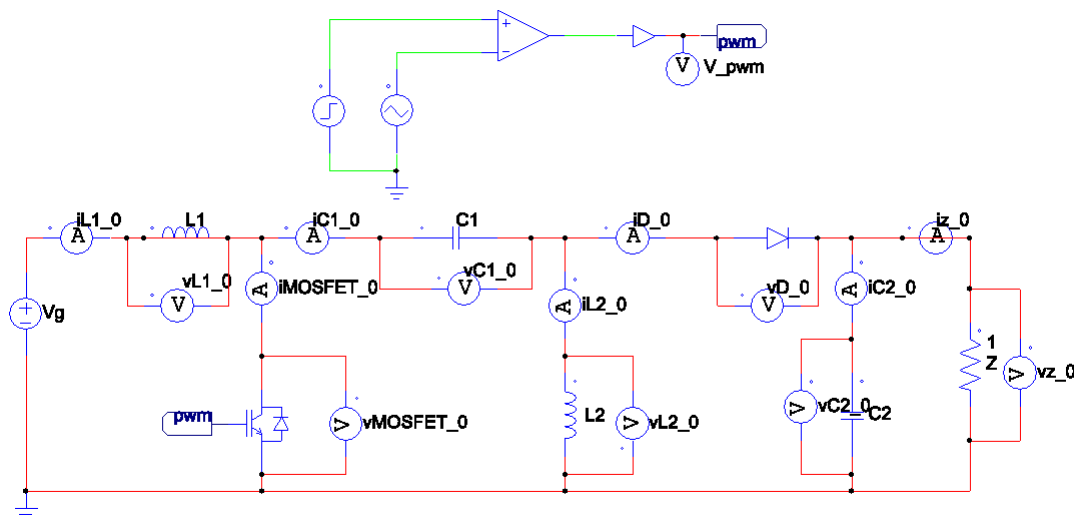
Fonte: Autoria própria.

Figura 35: Modelo do conversor Cuk para simulação PSIM em condição com perdas.



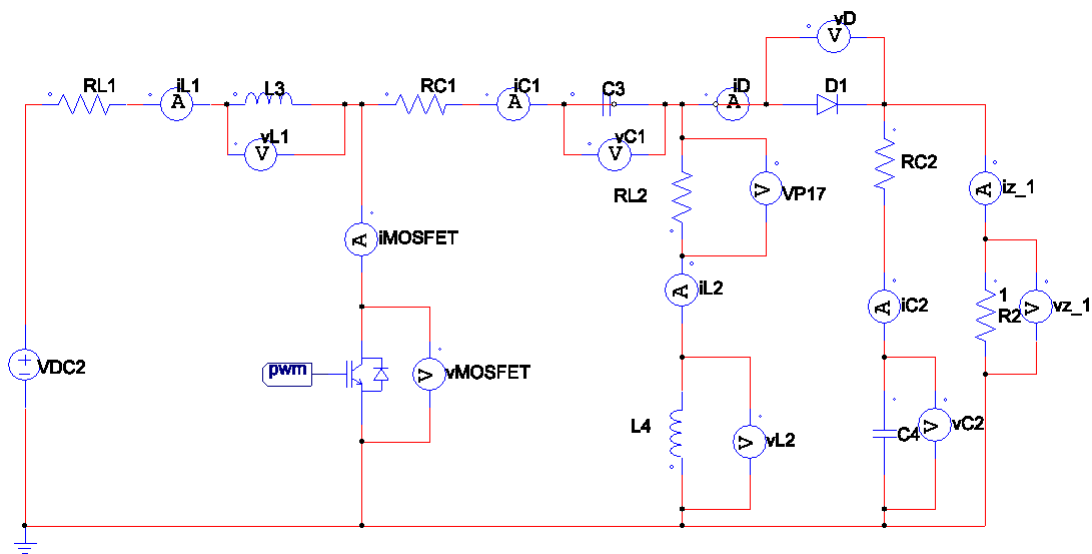
Fonte: Autoria própria.

Figura 36: Modelo do conversor Sepic para simulação PSIM em condição ideal.



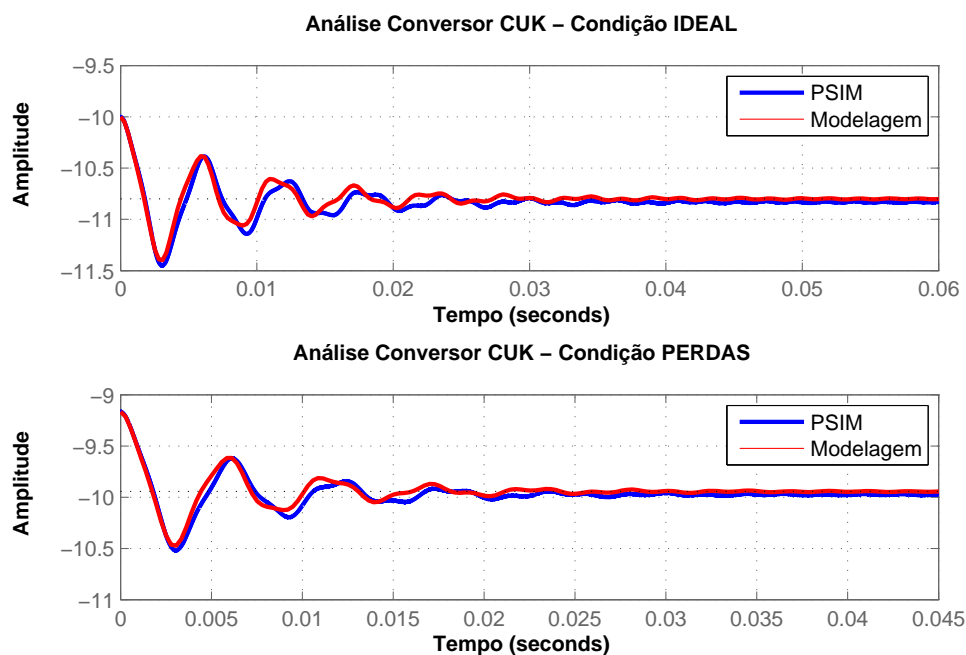
Fonte: Autoria própria.

Figura 37: Modelo do conversor Sepic para simulação PSIM em condição com perdas.



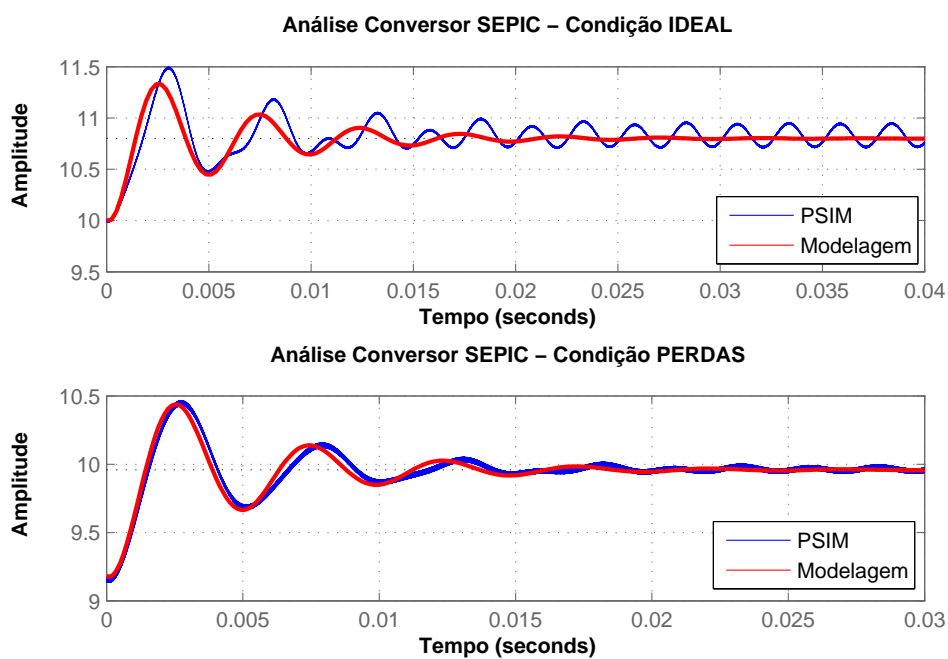
Fonte: Autoria própria.

Figura 38: Comparação: modelagem e simulação - Conversor Cuk.



Fonte: Autoria própria.

Figura 39: Comparação: modelagem e simulação - Conversor Sepic.



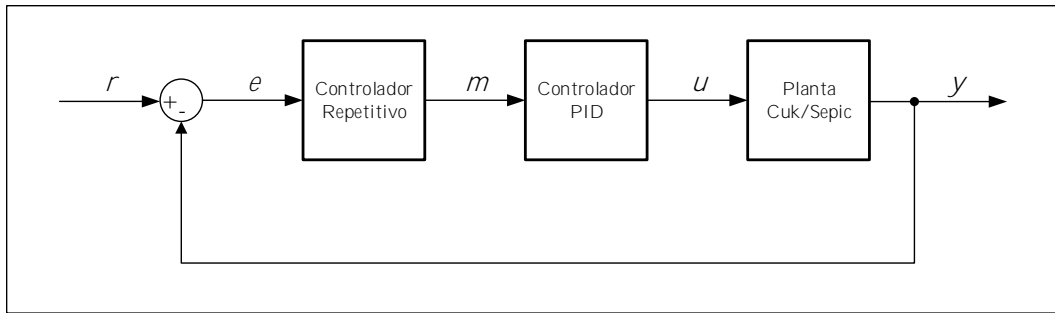
Fonte: Autoria própria.



## 4.2 Situação controlado

A Figura 40 apresenta o diagrama de blocos para realização do controle proposto. A variável de entrada  $r$  representa o meio ciclo de onda respectivo para cada conversor (Cuk - negativo e Sepic - positivo), o erro existente entre entrada  $r$  e saída  $y$  é dado por  $e$ , a saída do controlador repetitivo é  $m$  e a saída do controlador PID, que é entrada da planta e chamado anteriormente de ciclo de trabalho  $\hat{d}$ , é denominado  $u$ . Como plantas do sistema, escolheu-se para ambos conversores as suas situações com perdas, uma vez que se aproximam de um possível modelo real.

Figura 40: Diagrama de blocos para situação em malha fechada



Fonte: Autoria própria.

### 4.2.1 Redução da ordem das plantas do conversor proposto

Observando as funções de transferência,  $G(s) = \frac{V}{\hat{d}}$ , para ambos os conversores, nota-se que a ordem é superior à 3. De modo a simplificar e possibilitar a utilização do controlador PID na planta, decide-se reduzir a ordem dos sistemas para 2 via comando `balred(planta, ordem)`. Então, temos a planta de ordem reduzida dos conversores pelas equações abaixo e a comparação do diagrama de Bode nas situações de ordem superior e reduzida através da Figura 41.

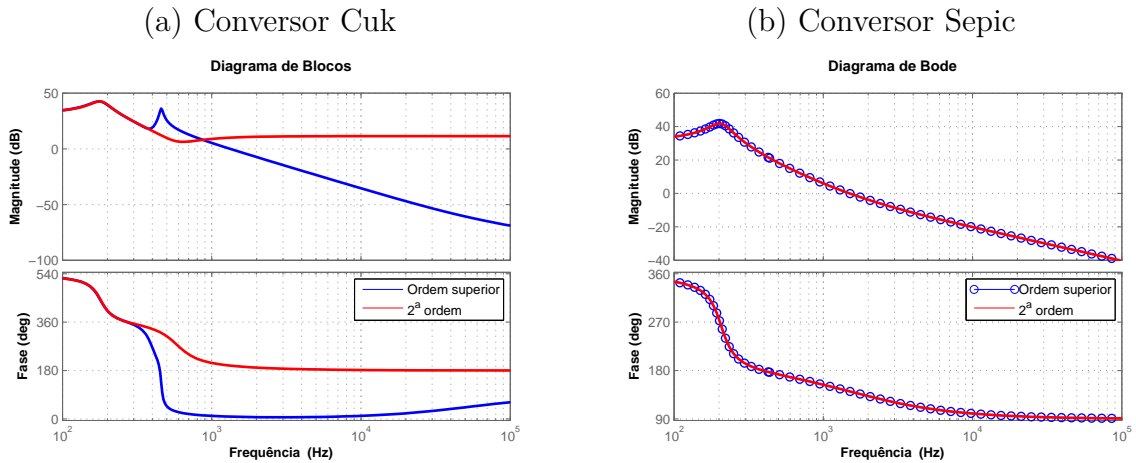
$$G_{Cuk}(s) = \frac{-3,725s^2 + 7249s - 5,054 \cdot 10^7}{s^2 + 302,3s + 1,299 \cdot 10^6} \quad (4.1)$$

$$G_{cuk}(z) = \frac{-3,725z^2 + 6,19z - 9,231}{z^2 - 1,718z + 0,8916} \quad (4.2)$$

$$G_{Sepic}(s) = \frac{0,01525s^2 - 6104s + 6,57 \cdot 10^7}{s^2 + 401s + 1,686 \cdot 10^6} \quad (4.3)$$

$$G_{Sepic}(z) = \frac{0,01525z^2 + 2,317z + 6,264}{z^2 - 1,638z + 0,8589} \quad (4.4)$$

Figura 41: Diagrama de Bode comparativo - conversor Cuk (a) e Sepic (b)



Fonte: Autoria própria.

#### 4.2.2 Determinação da frequência de amostragem

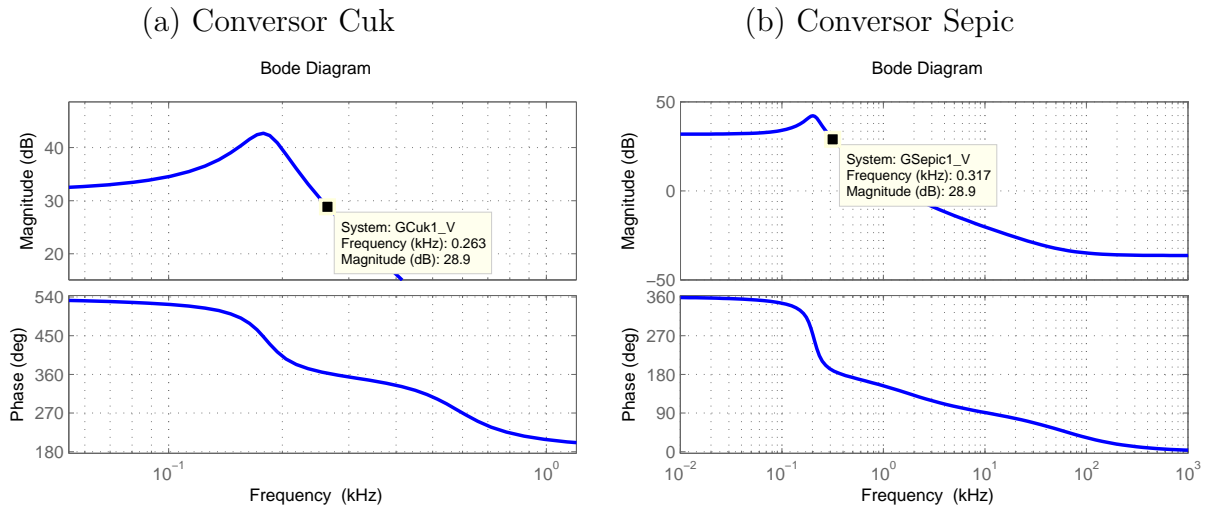
Considerando as plantas dos conversores em sua versão de ordem reduzida e seja  $T_s$  o período de amostragem e de chaveamento do conversor proposto, a determinação deste leva em consideração os seguintes fatores:

- tempo de acomodação do sistema em malha aberta: pode-se perceber na Figura 38 e Figura 39 tempos de acomodação maiores do que  $15ms$ ;
- frequência de banda passante de cada conversor;

A frequência de banda passante de cada conversor pode ser determinada de dois modos:

1. via diagrama de *Bode*, observando a exata frequência no momento em que há queda de  $-3dB$  na magnitude do sinal. A Figura 42 (a) e (b) apresentam esta situação para ambos conversores.
2. via comando *bandwidth(planta)* no *software* MATLAB.

Figura 42: Frequência de banda passante - conversor Cuk (a) e Sepic (b).



Fonte: Autoria própria.

Considerando-se que a frequência de amostragem  $f_S$  deve ser no máximo  $10x$  maior do que a frequência de banda passante  $f_{BP}$ , obtêm-se:

$$f_{S_{Cuk}} = 10 \cdot f_{BP_{Cuk}} = 2,6360 \text{ kHz} \quad (4.5)$$

$$f_{S_{Sepic}} = 10 \cdot f_{BP_{Sepic}} = 3,1711 \text{ kHz} \quad (4.6)$$

Quanto aos tempos de amostragem, obteve-se  $T_S^{Sepic} = 0,3153 \text{ ms}$  e  $T_S^{Cuk} = 0,3793 \text{ ms}$ . Como  $f_{S_{Cuk}} < f_{S_{Sepic}}$  e deseja-se obter uma única frequência de amostragem para o conversor proposto, determina-se a menor frequência  $f_{S_{Cuk}}$  como sendo a  $f_S$  do conversor proposto.

#### 4.2.3 Seleção dos parâmetros dos controladores repetitivo e PID

Com auxílio da ferramenta *PID Tuner* presente no bloco PID do *Simulink*, obtêm-se  $G_{PID}^{Cuk}(z)$  e  $G_{PID}^{Sepic}(z)$ .

$$G_{PID}^{Cuk}(z) = -0,0015 - \frac{7,5622 \cdot 10^{-7}}{z-1} + \frac{0,0022}{1 + \frac{0,3794}{z-1}} \quad (4.7)$$

$$G_{PID}^{Sepic}(z) = 0,0018 + \frac{1,0660 \cdot 10^{-6}}{z-1} - \frac{0,0012}{1 + \frac{0,3794}{z-1}} \quad (4.8)$$

A utilização do controlador PID em série com o controlador repetitivo é justificável uma vez que contribui para estabilidade do sistema em malha fechada, fazendo com que o tempo de acomodação do mesmo seja menor do que o tempo de amostragem. Caso o tempo de acomodação fosse maior, observando a lei de controle dada pela Equação 4.9

e Equação 4.10 e que resultam na Equação 4.11, com  $k = 1, 2, 3 \dots$  sendo o número da amostra e situações iniciais nulas, teríamos a seguinte situação:

1. valor de entrada - erro  $e[k]$  elevado;
2. variável de erro não tenderá a zero;
3. somatório de parcelas  $e[k - 1]$ ,  $e[k - 2]$  e  $e[k - 3]$  de alto valor;
4. cálculo de  $u[k]$  feito de modo incorreto devido às propagações dos erros;
5. dado que  $u[k]$  é entrada da planta do conversor, a saída  $y[k]$  permanecerá instável.

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{0,0005505 z^{-1} - 0,0004313 z^{-2} - 0,0001188 z^{-3}}{1 - 2,621 z^{-1} + 2,241 z^{-2} - 0,6206 z^{-3}} \quad (4.9)$$

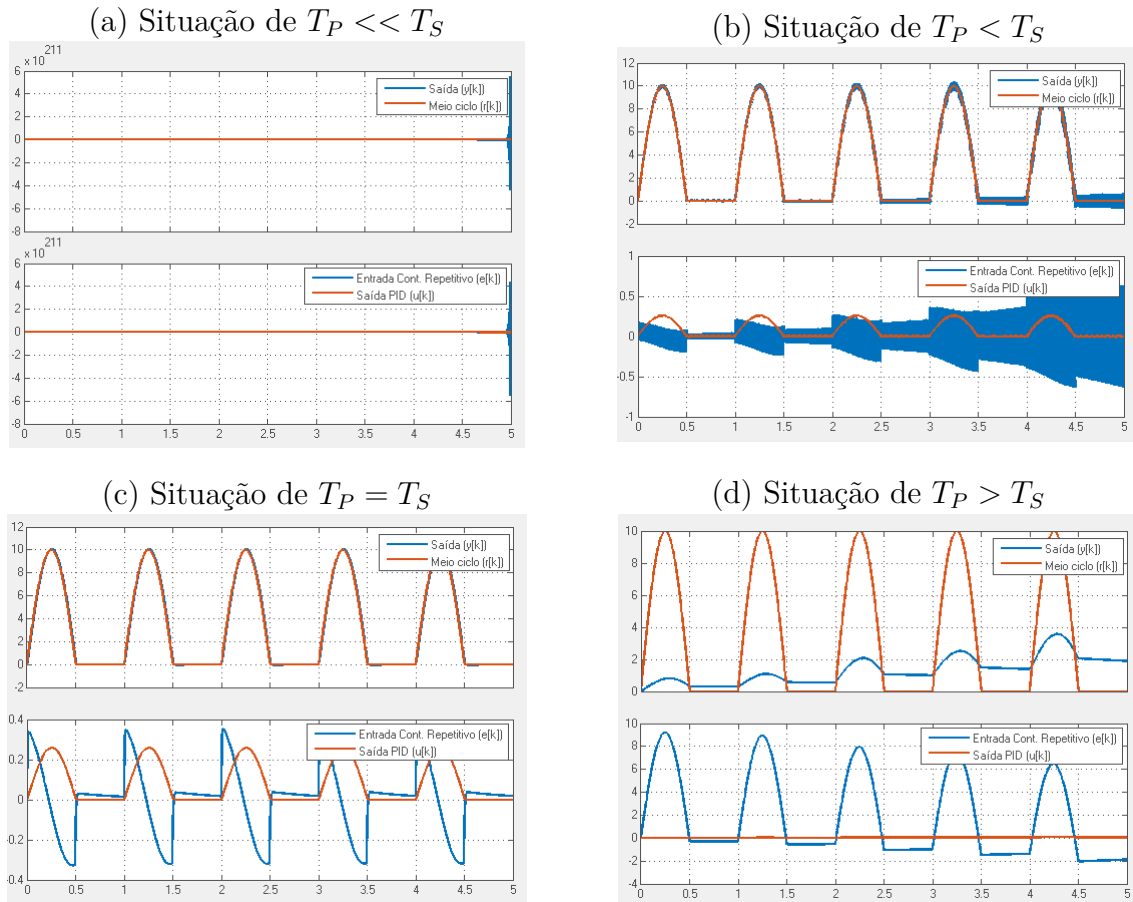
o que resulta em:

$$e[k] = r[k] - y[k]; \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} u[k] = & 0,0005505 e[k - 1] - 0,0004313 e[k - 2] - 0,0001188 e[k - 3] \\ & + 2,621 u[k - 1] - 2,241 u[k - 2] + 0,6206 u[k - 3] \end{aligned} \quad (4.11)$$

A partir da comparação de  $T_S$  com  $T_P$  arbitrários é possível determinar o valor ótimo para  $T_P$  de modo que o controlador repetitivo reproduza na saída exatamente o sinal de sua entrada. Considerando a discretização do sistema, a planta do controlador repetitivo é observada pela Equação 1.5.

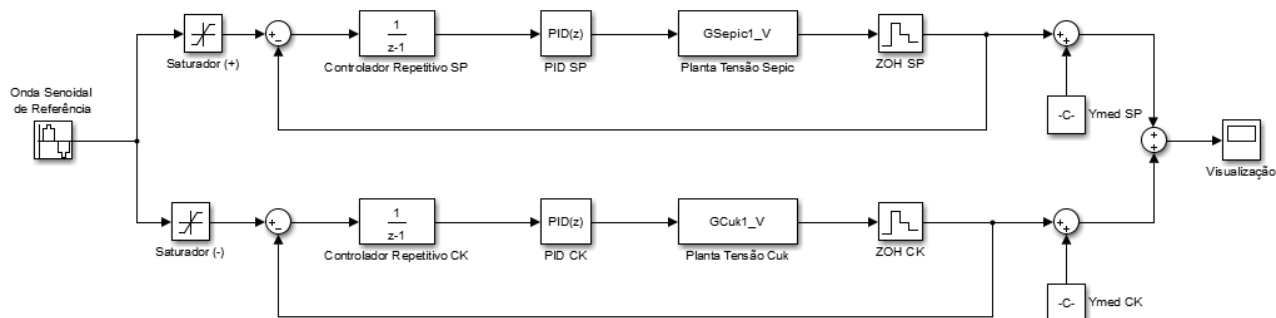
Como exemplo, utiliza-se apenas o conversor Sepic em situação de malha fechada na configuração da Figura 40 alterando-se os valores de  $TP$  para menor, igual e maior do que  $T_S$ . A referência senoidal é uma onda com frequência de 1 Hz e limitada às amplitudes positivas. A obtenção de  $T_P$  ótimo é obtida a partir de sucessivas tentativas. Verifica-se que para  $T_P = T_S$  o controlador comporta-se exatamente como esperado, reproduzindo na saída  $y$  a sua própria entrada.

Figura 43: Simulação pra obtenção do parâmetro  $T_P$ .

Fonte: Autoria própria.

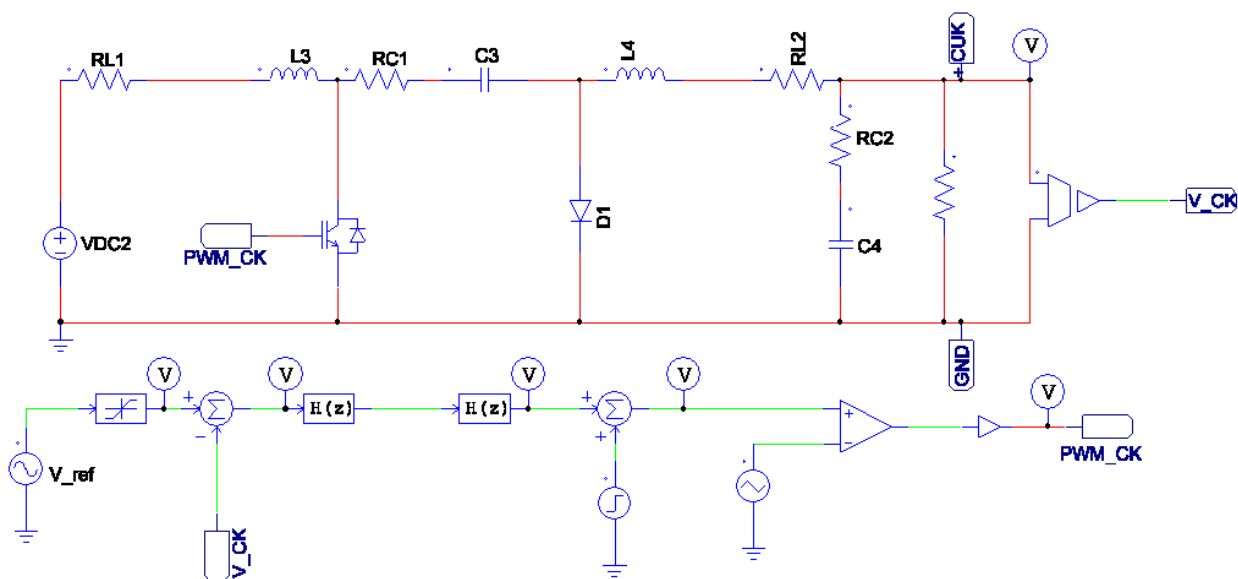
Estabelecendo o modelo de simulação visto na Figura 44 para o *Simulink* e nas Figuras 45 e 46 para o PSIM, pode-se verificar as respectivas saídas ( $y$ ,  $u$  e  $e$ ) e referências (meio ciclo positivo (+) e negativo (-)) para o conversor proposto. Para o conversor Cuk, as Figuras 47 e 48 apresentam o resultado final para as simulações no *Simulink* e no PSIM, respectivamente. Do mesmo modo, para o conversor Sepic tem-se na Figura 49 o resultado para o *Simulink* e na Figura 50 o resultado para o PSIM. Considerando o resultado final na carga  $z$ , as Figuras 51 e 52 apresentam e comparam as duas simulações pela tensão resultante.

Figura 44: Diagrama de simulação com controle repetitivo nas plantas de Cuk e Sepic via *Simulink*



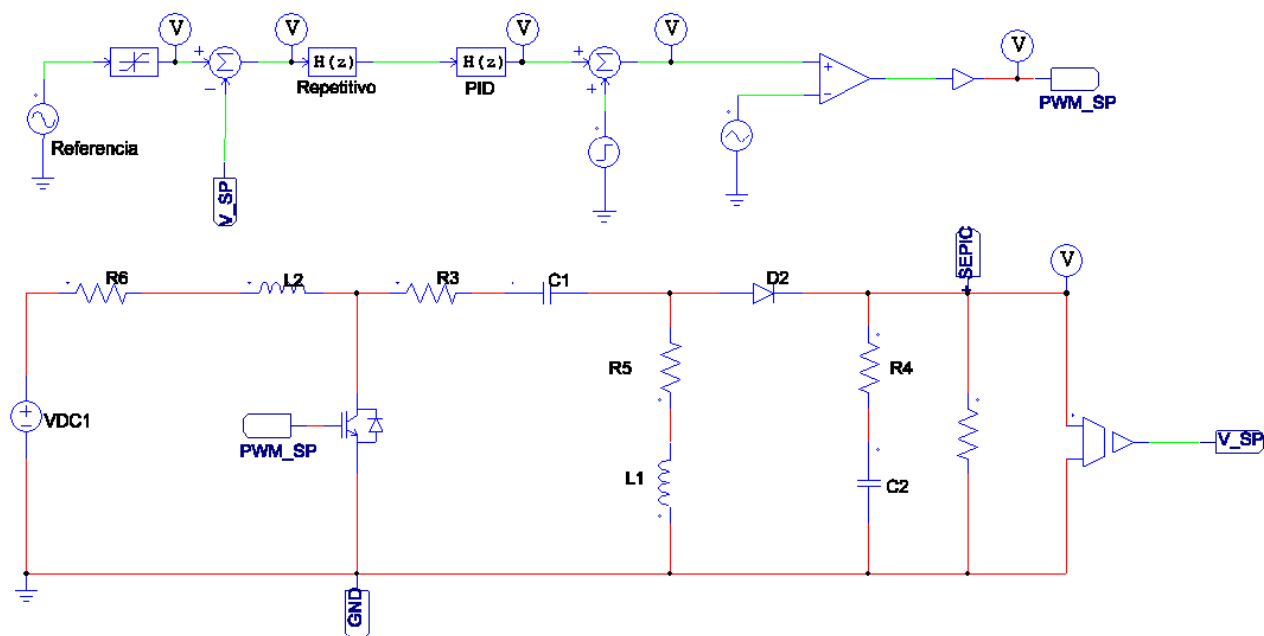
Fonte: Autoria própria.

Figura 45: Conversor Cuk com controle para simulação no PSIM



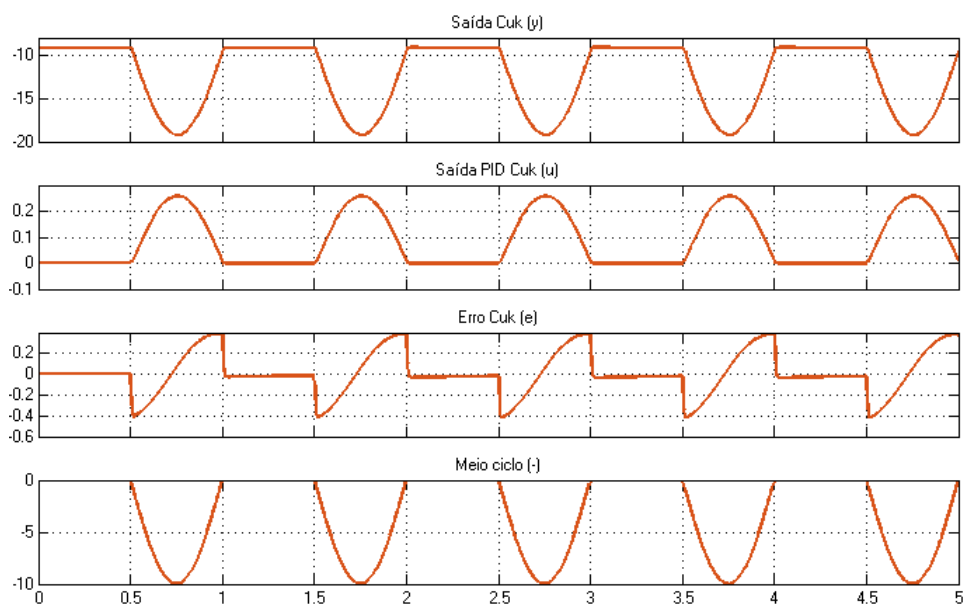
Fonte: Autoria própria.

Figura 46: Conversor Sepic com controle para simulação no PSIM



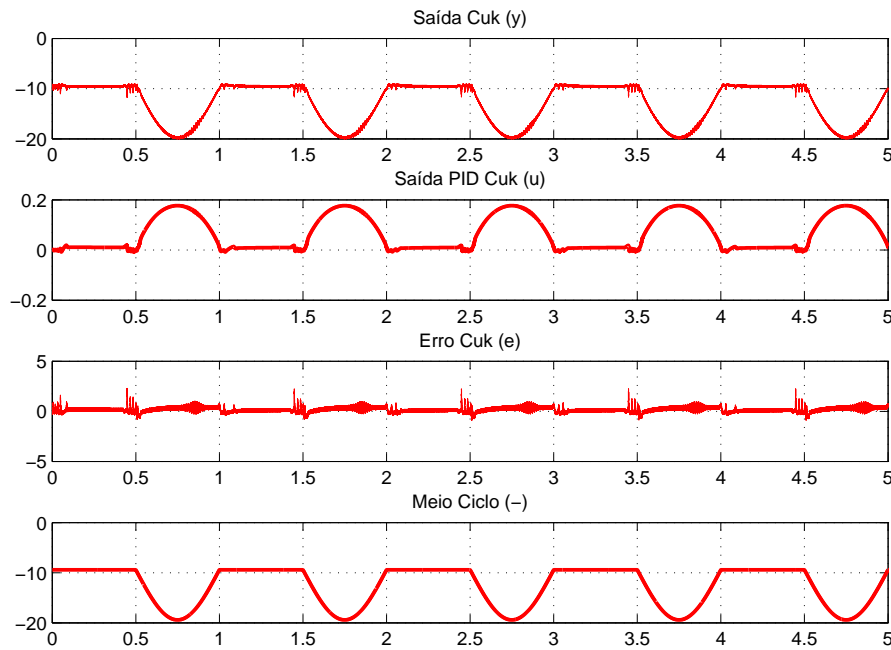
Fonte: Autoria própria.

Figura 47: Resultado da simulação Simulink para o conversor Cuk



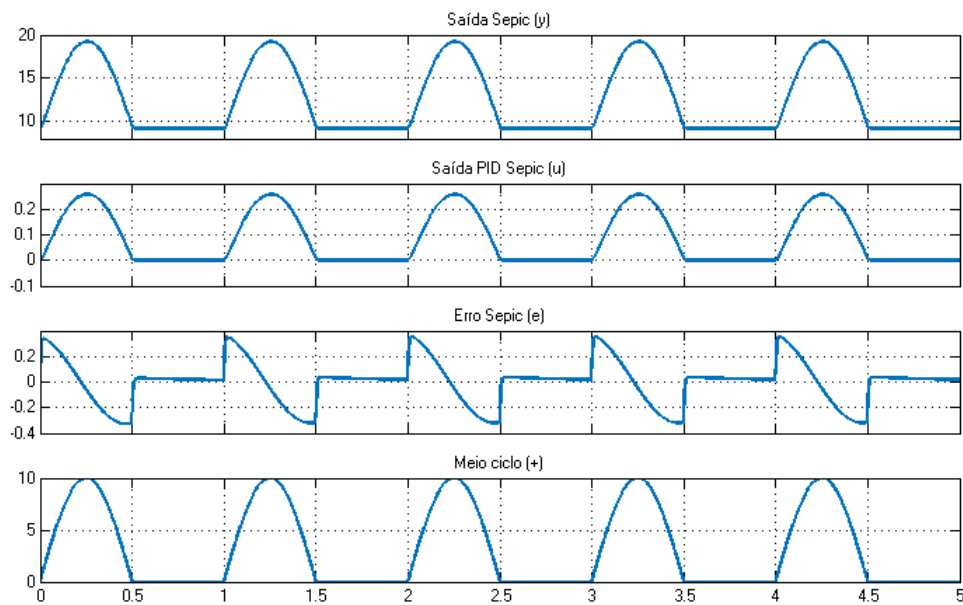
Fonte: Autoria própria.

Figura 48: Resultado da simulação PSIM para o conversor Cuk



Fonte: Autoria própria.

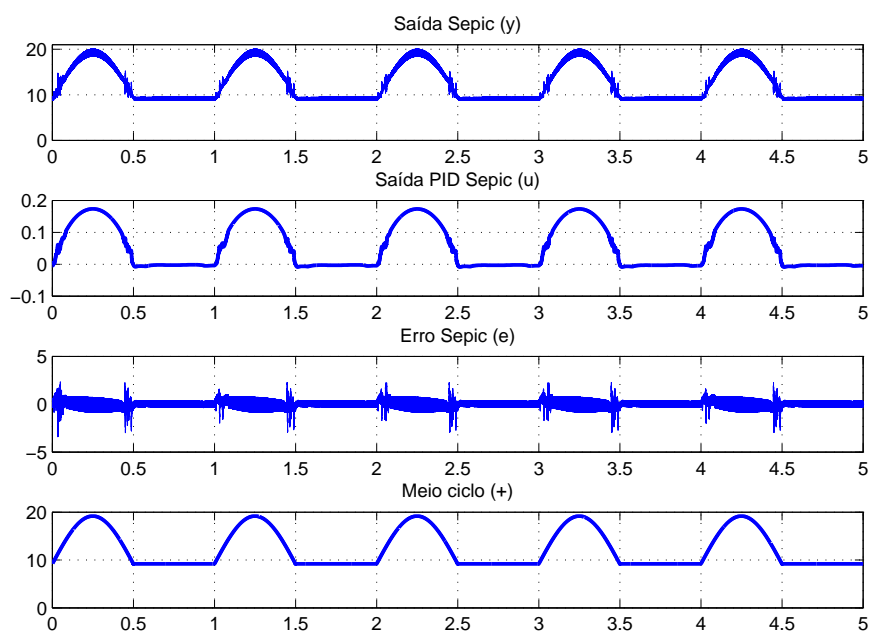
Figura 49: Resultado da simulação Simulink para o conversor Sepic



Fonte: Autoria própria.

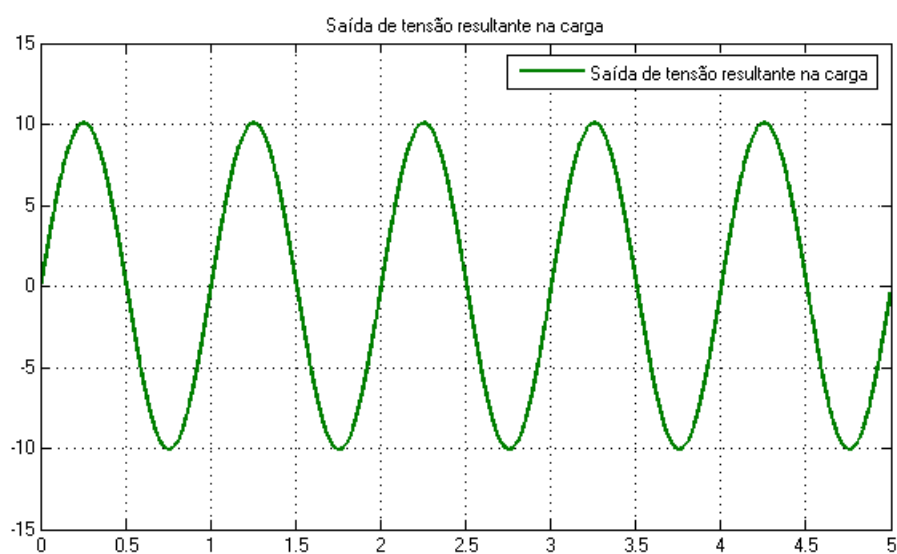


Figura 50: Resultado da simulação PSIM para o conversor Sepic



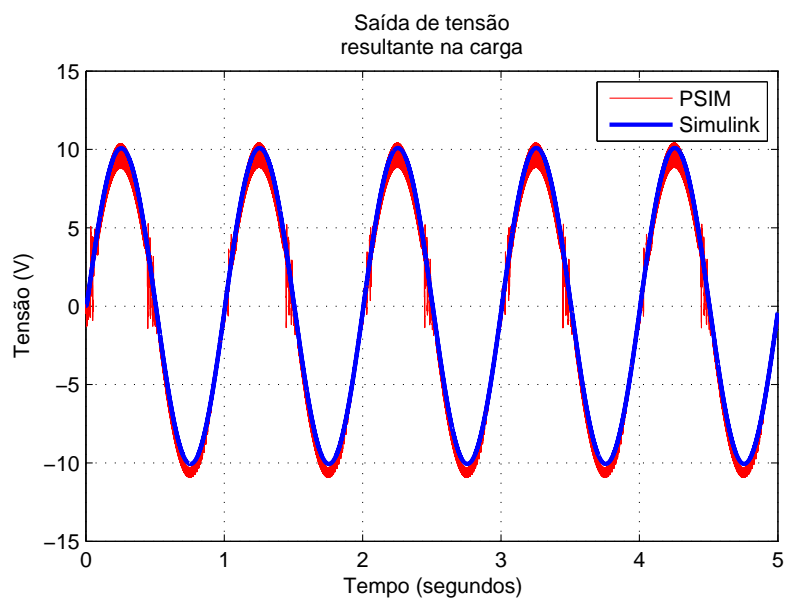
Fonte: Autoria própria.

Figura 51: Resultado da simulação Simulink para a forma de onda vista na carga



Fonte: Autoria própria.

Figura 52: Resultado comparativo entre PSIM e Simulink para a forma de onda vista na carga



Fonte: Autoria própria.

## 5 Considerações finais

Com a realização das simulações em malha aberta, nota-se que a modelagem via espaço de estados e pequenos sinais foi bastante satisfatória uma vez que os resultados provenientes das simulações do Simulink/MATLAB foram muito parecidos com aqueles retornados pelo PSIM.

Primeiramente, verifica-se a concordância de valores médios dos vetores de estados,  $X$ , e de saídas,  $Y$ , para diferentes situações de ciclo de trabalho no Apêndice A - Tabela comparativa valores médios. Fica claro que para pequenos valores de ciclo de trabalho -  $D$  - e para valores próximo de 1, o erro existente entre medidas tende a aumentar. Tal fato se deve principalmente a característica do ganho dos conversores.

Em sequência, com a certeza de que os valores médios provenientes da modelagem e aqueles da simulação são muito próximos, atribui-se  $D = 0,5$  fixo e aplicou-se um degrau de amplitude  $\hat{d} = 0,02$ , representando um pequeno sinal. Comparou-se as situações de conversor ideal e na presença de resistências parasitas e, então, pela Figura 28 é possível notar a semelhança entre as duas dinâmicas apresentadas. Além disso, verifica-se pelo Diagrama de Bode apresentado pelas Figuras 29, 30 e 31, 32 em malha aberta que a resposta em frequência das duas situações é praticamente a mesma, divergindo de forma pouco significativa para frequências mais elevadas. A Figura 41 mostra primeiramente que a redução da ordem das plantas obtidas não altera a respectiva dinâmica do sistema e a Figura 42 a obtenção da frequência de banda passante que foi utilizada no cálculo do tempo de amostragem dos conversores.

Uma vez comparado os resultados das duas situações de cada conversor, verificou-se se estas características notadas acima se equiparam às das versões simuladas pelo PSIM. Pela Figura 38 notou-se claramente que a modelagem para o conversor Cuk foi feita de modo correto, com ambas dinâmicas coincidindo e com obtenção de amplitudes iguais. Tratando do conversor Sepic através da Figura 39 observou-se para a situação ideal certa diferença no momento de acomodação da planta. Para a situação com perdas, tem-se a mesma condição vista para o conversor Cuk, com dinâmicas e amplitudes praticamente iguais.

Inserindo o controle repetitivo em conjunto com o controlador PID às plantas dos conversores, é possível obter em sua saída uma forma de onda de meio ciclo senoidal como referência para cada conversor. No entanto, a escolha da variável  $T_P$  do controlador repetitivo foi decisiva para obtenção dos resultados satisfatórios. Pela Figura 43 percebeu-se que para valores muito menores ou muito maiores do que o tempo de amostragem, o sistema em malha fechada comportava-se de modo instável. Para valores próximos, a instabilidade

foi notada apenas para tempos maiores de simulação. Considerando  $T_P$  exatamente igual ao tempo de amostragem, a forma de onda produzida na saída do sistema foi exatamente o meio ciclo esperado.

Considerou-se então que  $T_P = T_S$  e realizou-se as simulações via Simulink e PSIM. Para ambas as situações esperou-se os sistemas entrarem em regime permanente para o ciclo de trabalho  $D = 0.5$ . Após este intervalo de tempo é que aplicou-se a referência de meio ciclo de onda para cada conversor. Pelas Figuras 47, 48, 49 e 50 foi possível constatar que as saídas dos respectivos conversores na simulação Simulink foram exatamente como o esperado e comprovar que a modelagem e o controle aplicado foram bem realizados.

Com isso, pelas Figuras 51 e 52 foi possível verificar que a somatória dos meio ciclos senoidais resultou na forma de onda senoidal de frequência 1Hz na carga estudada. Nota-se pela comparação das simulações que o resultado obtido foi o mesmo, salvo por pequenos picos de tensão derivados do chaveamento dos conversores na simulação via PSIM.

## 6 Conclusão

A execução deste projeto é apenas um passo para implementação prática do conversor proposto. Com a obtenção das plantas em malha aberta e dos respectivos sistemas controlados, determinou-se ser possível a construção do mesmo e que este consegue prover com uma tensão alternada em determinadas cargas CA.

Têm-se pela execução da modelagem em espaço de estados e pequenos sinais todo o equacionamento referente aos conversores. Caso seja de análise futura a observação de outras saídas, basta determinar o novo vetor de saídas  $y$ . Não menos importante, a possibilidade de utilizar a mesma planta com outros tipos de controladores favorece o estudo de comparação com aquele utilizado neste trabalho e também motiva para determinação do mecanismo de controle que possibilite ondas na saída com frequência da rede elétrica nacional - 60Hz.

Observando primeiramente as plantas em malha aberta, nas quatro situações - Cuk e Sepic na situação ideal e com perdas, simuladas e comparadas entre *softwares* PSIM e *Simulink*, percebeu-se que os resultados são válidos e obtidos como esperado. O que, adicionalmente, auxilia nesta comprovação é a tabela de valores médios para determinados valores de ciclo de trabalho localizada no apêndice A.

Quanto às situações de malha fechada, nota-se que a presença do controlador repetitivo em conjunto com o bloco PID, para uma senoide de referência de 1Hz, proporcionou o seguimento da trajetória de modo correto, com estabilização da planta em um tempo inferior ao tempo de amostragem e, conseqüentemente, com a onda senoidal na saída derivada do somatório dos sinais de saída de ambos conversores.

Deste modo, espera-se que o trabalho realizado aqui seja de grande contribuição para a sequência do projeto, propiciando uma análise crítica para o projeto dos componentes a serem utilizados, verificando questões de eficiência do conversor proposto e também sobre o controle do sistema de modo a alcançar tensão/corrente de saída com frequências comuns da rede elétrica - 50/60Hz. No mais, é válido ressaltar que o conversor proposto é uma realidade, com possibilidade de montagem experimental e com diversos campos de estudo relacionados.



## Referências

- BEZZAOUCHA, S. et al. Model reference tracking control for nonlinear systems described by takagi-sugeno structure. In: **2013 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–8. ISSN 1098-7584.
- CUIYAN, L.; DONGCHUN, Z.; XIANYI, Z. Theory and applications of the repetitive control. In: **SICE 2004 Annual Conference**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 27–34 vol. 1.
- EREN, S. et al. A digital current control technique for grid-connected ac/dc converters used for energy storage systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 5, p. 3970–3988, May 2017. ISSN 0885-8993.
- ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: Springer US, 2001. (Power electronics). ISBN 9780792372707.
- FERNÁNDEZ, C. et al. Frequency response of switching dc/dc converters from a single simulation in the time domain. In: **2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1846–1851. ISSN 1048-2334.
- GARCIA, J. L. et al. Power control of voltage source converter for distributed generation. **PHYSCON**, v. 8, p. 7, set. 2011.
- INSTRUMENTS, T. **Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx**. [S.l.], 1997.
- JOHNSON, D. **Fundamentos de análise de circuitos elétricos**. 4th. ed. Livros Tecnicos e Cientificos, 1994. ISBN 9788521612384. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=Vs2LAAAACAAJ>.
- JUNIOR, L.; KOMATSU, W. **PEA-2488 Eletrônica de Potência II - NOTAS DE AULA: Conversores CC/CC**. 2015.
- KLEIN, J. **Shoot-through in Synchronous Buck Converters**. [S.l.], 2003. Power Management Applications.
- LIU, H. et al. A power quality disturbance classification method based on park transform and clarke transform analysis. In: **2008 3rd International Conference on Innovative Computing Information and Control**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 524–524.
- LIU, M.-q.; CHEN, H.-y.; ZHANG, S.-l.  $H_\infty$  reference tracking control design for a class of nonlinear systems with time-varying delays. **Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering**, v. 16, n. 9, p. 759–768, 2015. ISSN 2095-9230. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1631/FITEE.1500053>.
- MAGOSSI, R. F. Q. **Algoritmo MPPT de um painel fotovoltaico baseado no equivalente de Thévenin obtido por medições**. nov. 2016. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso) — Escola de Engenharia de São Carlos, nov. 2016.
- MARTINS, D.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. Florianópolis: Edição dos Autores, 2005. 394 p. ISBN 9788590520313.

MATTAVELLI, P.; ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G. Small-signal analysis of dc-dc converters with sliding mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 1, p. 96–102, Jan 1997. ISSN 0885-8993.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics. Converters, Applications and Design**. third. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc, 2003.

POMILIO, J. **CONVERSORES ĆUK, SEPIC E ZETA COMO PFP**. 2016. 13 p. (Pré-Reguladores de Fator de Potência).

POMILIO, J. A. **ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - INTRODUÇÃO À DISCIPLINA**. 2016. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/ee833/hist.pdf>>.

RAMOS, G. A.; OLM, J. M.; COSTA-CASTELLO, R. Digital repetitive control under time-varying sampling period: An lmi stability analysis. In: **2009 IEEE Control Applications, (CCA) Intelligent Control, (ISIC)**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 782–787. ISSN 1085-1992.

\_\_\_\_\_. **Digital Repetitive Control under Varying Frequency Conditions**. [S.l.]: Springer Berlin Heidelberg, 2013. v. 446. 5-12 p. ISBN 978-3-642-37778-5.

SABYASACHI, S.; MOHANTY, P. Stability analysis of sepic converter using matlab/simulink. **International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication**, v. 2, n. 6, p. 5, jun. 2014. ISSN 2320-2084.

SU, W.; QIU, L.; CHEN, J. Fundamental performance limitations in tracking sinusoidal signals. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 48, n. 8, p. 1371–1380, Aug 2003. ISSN 0018-9286.

VEENA, V. S. et al. Vector control of three phase pmsm drive using power transformations for future spacecraft application. In: **2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2014]**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 313–319.

YAO, Z.; XIAO, L.; YAN, Y. Dual-buck full-bridge inverter with hysteresis current control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 8, p. 3153–3160, Aug 2009. ISSN 0278-0046.



## **Apêndices**



**APÊNDICE A – Tabela comparativa valores médios**

Valores Médios	Variáveis de Estados	SEPIC						CUK						
		IDEAL			PERDA			IDEAL			PERDA			
		PSIM	MATLAB	Δ	PSIM	MATLAB	Δ	PSIM	MATLAB	Δ	PSIM	MATLAB	Δ	
X	il1	0,075	0,123	0,394	-0,003	0,045	1,068	0,165	0,123	-0,333	0,085	0,045	-0,864	D = 0.1
	il2	-1,060	-1,111	0,046	-0,358	-0,409	0,125	-1,176	-1,111	-0,058	-4,686	-0,409	-10,447	
	vC1	10,001	10,000	0,000	10,001	10,000	0,000	11,166	11,111	-0,005	10,466	10,410	-0,005	
	vC2	1,111	1,111	0,000	0,409	0,409	0,000	-1,123	-1,111	-0,011	-4,656	-0,409	-10,374	
Y	io	1,111	1,111	0,000	0,409	0,409	-0,001	-1,123	-1,111	-0,011	-4,656	-0,409	-10,374	D = 0.1
	vo	1,111	1,111	0,000	0,409	0,409	-0,001	-1,123	-1,111	-0,011	-4,656	-0,409	-10,374	
X	il1	0,530	0,625	0,152	0,349	0,447	0,220	0,685	0,625	-0,096	0,501	0,448	-0,054	D = 0.2
	il2	-2,399	-2,500	0,040	-1,689	-1,790	0,056	-2,562	-2,500	-0,025	-1,838	-1,790	-0,027	
	vC1	10,003	10,000	0,000	10,003	10,001	0,000	12,539	12,500	-0,003	11,823	11,791	-0,003	
	vC2	2,501	2,500	0,000	1,790	1,790	0,000	-2,538	-2,500	-0,015	-1,821	-1,790	-0,017	
Y	io	2,501	2,500	0,000	1,790	1,788	-0,001	-2,538	-2,500	-0,015	-1,821	-1,790	-0,017	D = 0.2
	vo	2,501	2,500	0,000	1,790	1,788	-0,001	-2,538	-2,500	-0,015	-1,821	-1,790	-0,017	
X	il1	1,688	1,837	0,081	1,377	1,525	0,097	1,918	1,837	-0,044	1,599	1,525	-0,048	D = 0.3
	il2	-4,135	-4,286	0,035	-3,407	-3,558	0,042	-4,342	-4,286	-0,013	-3,605	-3,559	-0,013	
	vC1	10,007	10,000	-0,001	10,009	10,002	-0,001	14,300	14,286	-0,001	13,573	13,562	-0,001	
	vC2	4,287	4,286	0,000	3,559	3,558	0,000	-4,300	-4,286	-0,003	-3,570	-3,559	-0,003	
Y	io	4,287	4,286	0,000	3,561	3,554	-0,002	-4,300	-4,286	-0,003	-3,570	-3,559	-0,003	D = 0.3
	vo	4,287	4,286	0,000	3,561	3,554	-0,002	-4,300	-4,286	-0,003	-3,570	-3,559	-0,003	
X	il1	4,224	4,444	0,050	3,739	3,935	0,050	4,580	4,444	-0,031	4,061	3,938	-0,031	D = 0.4
	il2	-6,482	-6,667	0,028	-5,703	-5,903	0,034	-6,753	-6,667	-0,013	-5,980	-5,907	-0,012	
	vC1	9,971	10,000	0,003	10,017	10,002	-0,001	16,688	16,667	-0,001	15,924	15,909	-0,001	
	vC2	6,666	6,667	0,000	5,907	5,903	-0,001	-6,687	-6,667	-0,003	-5,922	-5,907	-0,002	
Y	io	6,666	6,667	0,000	5,910	5,897	-0,002	-6,687	-6,667	-0,003	-5,922	-5,907	-0,002	D = 0.4
	vo	6,666	6,667	0,000	5,910	5,897	-0,002	-6,687	-6,667	-0,003	-5,922	-5,907	-0,002	
X	il1	9,780	10,000	0,022	8,913	9,157	0,027	10,231	10,000	-0,023	9,377	9,166	-0,023	D = 0.5
	il2	-10,223	-10,000	-0,022	-8,909	-9,157	0,027	-10,119	-10,000	-0,012	-9,269	-9,166	-0,011	
	vC1	10,025	10,000	-0,003	10,028	10,000	-0,003	20,019	20,000	-0,001	19,177	19,166	-0,001	
	vC2	10,007	10,000	-0,001	9,164	9,157	-0,001	-10,019	-10,000	-0,002	-9,177	-9,166	-0,001	
Y	io	10,007	10,000	-0,001	9,173	9,148	-0,003	-10,019	-10,000	-0,002	-9,177	-9,166	-0,001	D = 0.5
	vo	10,007	10,000	-0,001	9,173	9,148	-0,003	-10,019	-10,000	-0,002	-9,177	-9,166	-0,001	
X	il1	22,588	22,500	-0,004	20,652	20,942	0,014	22,911	22,500	-0,018	21,343	20,973	-0,018	D = 0.6
	il2	-14,813	-15,000	0,012	-13,665	-13,961	0,021	-15,157	-15,000	-0,010	-14,117	-13,982	-0,010	
	vC1	8,924	10,000	0,108	10,045	9,993	-0,005	25,004	25,000	0,000	23,967	23,975	0,000	
	vC2	15,012	15,000	-0,001	13,974	13,961	-0,001	-15,007	-15,000	0,000	-13,976	-13,982	0,000	
Y	io	15,012	15,000	-0,001	13,995	13,948	-0,003	-15,007	-15,000	0,000	-13,976	-13,982	0,000	D = 0.6
	vo	15,012	15,000	-0,001	13,995	13,948	-0,003	-15,007	-15,000	0,000	-13,976	-13,982	0,000	
X	il1	54,402	54,444	0,001	50,329	50,661	0,007	55,176	54,444	-0,013	51,445	50,774	-0,013	D = 0.7
	il2	-22,209	-23,333	0,048	-21,370	-21,712	0,016	-23,514	-23,333	-0,008	-21,921	-21,760	-0,007	
	vC1	9,761	10,000	0,024	10,065	9,971	-0,009	33,268	33,333	0,002	31,662	31,731	0,002	
	vC2	23,372	23,333	-0,002	21,734	21,712	-0,001	-23,279	-23,333	0,002	-21,701	-21,760	0,003	
Y	io	23,372	23,333	-0,002	21,784	21,690	-0,004	-23,279	-23,333	0,002	-21,702	-21,760	0,003	D = 0.7
	vo	23,372	23,333	-0,002	21,784	21,690	-0,004	-23,279	-23,333	0,002	-21,702	-21,760	0,003	
X	il1	159,447	160,000	0,003	143,440	143,825	0,003	161,322	160,000	-0,008	145,504	144,353	-0,008	D = 0.8
	il2	-40,010	-40,000	0,000	-35,572	-35,956	0,011	-40,156	-40,000	-0,004	-36,215	-36,088	-0,004	
	vC1	9,699	10,000	0,030	10,070	9,892	-0,018	49,710	50,000	0,006	45,703	45,980	0,006	
	vC2	40,052	40,000	-0,001	35,991	35,956	-0,001	-39,752	-40,000	0,006	-35,850	-36,088	0,007	
Y	io	40,052	40,000	-0,001	36,134	35,920	-0,006	-39,752	-40,000	0,006	-35,851	-36,088	0,007	D = 0.8
	vo	40,052	40,000	-0,001	36,134	35,920	-0,006	-39,752	-40,000	0,006	-35,851	-36,088	0,007	

## APÊNDICE B – Código Matlab utilizado

```

1 clear all
2 close all
3 clc
4
5 syms Vg VD Rd Ron ...
6     iL1 iL2 vC1 vC2 io vo...
7     z ...
8     L1 L2 RL1 RL2...
9     CC1 CC2 RC1 RC2 ...
10    DC s
11
12 s = tf('s');
13
14 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
15 %% CONVERSOR CUK - Situacao SEM PERDAS
16 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
17 vet = [];
18 file = fopen('cuk_ideal.txt','w');
19
20 count = 1;
21 U = [Vg];
22 for n = 0.1:0.1:0.8
23
24     % Chave fechada
25     vL1 = Vg;
26     vL2 = - vC1 - vC2;
27     iC1 = iL2;
28     iC2 = iL2 - (vC2/z);
29     io = vC2/z;
30     vo = vC2;
31     [A1, B1, C1, D1] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U);
32     % Chave aberta
33     vL1 = Vg - vC1;
34     vL2 = - vC2;
35     iC1 = iL1;
36     iC2 = iL2 - (vC2/z);
37     io = vC2/z;

```

```

38     vo = vC2;
39     [A2, B2, C2, D2] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U);
40     % Matrizes de estados
41     A = A1*DC + A2*(1 - DC);
42     B = B1*DC + B2*(1 - DC);
43     X = -inv(A)*B*U;
44     F = (A1 - A2)*X + (B1 - B2)*U;
45     C = C1*DC + C2*(1 - DC);
46     D = D1*DC + D2*(1 - DC);
47     Y = (-C*inv(A)*B + D)*U;
48
49     [A, B, C, D, F, X, Y] = evalue(A, B, C, D, F, X, Y, n);
50
51     if count == 1
52         vet = [X;Y];
53     else
54         vet((end+1):(end + 6)) = [X;Y];
55     end
56     if n == 0.5
57         G_Cuk_0 = minreal(C*inv(s*eye(size(A)) - A)*([B F]) + ...
58             [D zeros(size(D))]);
59         GCuk0_I = minreal(G_Cuk_0(1, 2));
60         GCuk0_V = minreal(G_Cuk_0(2, 2));
61     end
62     count = count + 1;
63 end
64
65 fprintf(file, '%f \n', vet);
66 fclose(file);
67
68 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
69 %% CONVERSOR CUK - Situacao COM PERDAS
70 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
71 vet = [];
72 file = fopen('cuk_perda.txt','w');
73
74 count = 1;
75 U = [Vg; VD];
76 for n = 0.1:0.1:0.8
77
78     % Chave fechada

```

```

79     vL1 = Vg - RL1*iL1 - Ron*(iL1 - iL2);
80     iC1 = iL2;
81     iC2 = ( iL2 - (vC2/z) ) / (1 + RC2/z);
82     vL2 = Ron*(iL1 - iL2) - RC1*iL2 - vC1 - RL2*iL2 - RC2*iC2 ...
        - vC2;
83     io = iL2 - iC2;
84     vo = z*io;
85     [A1, B1, C1, D1] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U);
86     % Chave aberta
87     iC1 = iL1;
88     iC2 = ( iL2 - vC2/z ) / (1 + RC2/z);
89     vL2 = Rd*(iL1 - iL2) + VD - RL2*iL2 - RC2*iC2 - vC2;
90     vL1 = Vg - iL1*(RL1 + RC1) - vC1 - VD - Rd*(iL1 - iL2);
91     io = iL2 - iC2;
92     vo = z*io;
93     [A2, B2, C2, D2] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U);
94     % Matrizes de estados
95     A = A1*DC + A2*(1 - DC);
96     B = B1*DC + B2*(1 - DC);
97     X = -inv(A)*B*U;
98     F = (A1 - A2)*X + (B1 - B2)*U;
99     C = C1*DC + C2*(1 - DC);
100    D = D1*DC + D2*(1 - DC);
101    Y = (-C*inv(A)*B + D)*U;
102
103    [A, B, C, D, F, X, Y] = evaluate(A, B, C, D, F, X, Y, n);
104    if count == 1
105        vet = [X;Y];
106    else
107        vet((end+1):(end + 6)) = [X;Y];
108    end
109    if n == 0.5
110        G_Cuk_1 = minreal(C*inv(s*eye(size(A)) - A)*([B F]) + ...
            [D [0;0]]);
111        GCuk1_I = minreal(G_Cuk_1(1, 3));
112        GCuk1_V = minreal(G_Cuk_1(2, 3));
113    end
114    count = count + 1;
115 end
116
117 fprintf(file, '%f \n', vet);
118 fclose(file);

```

```

119
120 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
121 %% CONVERSOR SEPIC - Situacao SEM PERDAS
122 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
123 vet = [];
124 file = fopen('sepic_ideal.txt','w');
125
126 count = 1;
127 U = [Vg];
128 for n = 0.1:0.1:0.8
129
130     % Chave fechada
131     iC1 = - iL2;
132     vL1 = Vg;
133     vL2 = vC1;
134     iC2 = - vC2/z;
135     io = vC2/z;
136     vo = vC2;
137     [A1, B1, C1, D1] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U);
138     % Chave aberta
139     vL1 = Vg - vC1 - vC2;
140     vL2 = - vC2;
141     iC1 = iL1;
142     iC2 = iL1 + iL2 - vC2/z;
143     io = vC2/z;
144     vo = vC2;
145     [A2, B2, C2, D2] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U);
146     % Matrices de estados
147     A = A1*DC + A2*(1 - DC);
148     B = B1*DC + B2*(1 - DC);
149     X = -inv(A)*B*U;
150     F = (A1 - A2)*X + (B1 - B2)*U;
151     C = C1*DC + C2*(1 - DC);
152     D = D1*DC + D2*(1 - DC);
153     Y = (-C*inv(A)*B + D)*U;
154
155     [A, B, C, D, F, X, Y] = evaluate(A, B, C, D, F, X, Y, n);
156     if count == 1
157         vet = [X;Y];
158     else
159         vet((end+1):(end + 6)) = [X;Y];
160     end

```



```

161     if n == 0.5
162         G_Sepic_0 = minreal(C*inv(s*eye(size(A)) - A)*([B F]) ...
            + [D zeros(size(D))]);
163         GSepic0_I = minreal(G_Sepic_0(1, 2));
164         GSepic0_V = minreal(G_Sepic_0(2, 2));
165     end
166
167     count = count + 1;
168 end
169
170 fprintf(file, '%f \n', vet);
171 fclose(file);
172
173 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
174 %% CONVERSOR SEPIC - Situacao COM PERDAS
175 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
176 vet = [];
177 file = fopen('sepic_perda.txt','w');
178
179 count = 1;
180 U = [Vg; VD];
181 for n = 0.1:0.1:0.8
182
183     % Chave fechada
184     syms iC1 iC2 vL1 vL2
185     eq1 = iC1 + iL2; iC1 = solve(eq1 == 0, iC1);
186     eq2 = -Vg + RL1*iL1 + vL1 + Ron*(iL1 + iL2); vL1 = ...
        solve(eq2 == 0, vL1);
187     eq3 = RC2*iC2 + z*iC2 + vC2; iC2 = solve(eq3 == 0, iC2);
188     eq4 = Ron*(iL1 + iL2) + vL2 + RL2*iL2 - vC1 - RC1*iL2; vL2 ...
        = solve(eq4 == 0, vL2);
189     io = - iC2;
190     vo = z*io;
191     [A1, B1, C1, D1] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U);
192     % Chave aberta
193     syms iC1 iC2 vL1 vL2
194     io = (RC2/z)*iC2 + vC2/z;
195     eq5 = io + iC2 - iL1 - iL2; iC2 = solve(eq5 == 0, iC2);
196     eq6 = - Vg + RL1*iL1 + vL1 + RC1*iL1 + vC1 + VD + Rd*(iL1 ...
        + iL2) + RC2*iC2 + vC2;
197     vL1 = solve(eq6 == 0, vL1);

```

```

198     eq7 = + vL2 + RL2*iL2 + VD + Rd*(iL1 + iL2) + RC2*iC2 + ...
        vC2; vL2 = solve(eq7 == 0, vL2);
199     eq8 = iL1 - iC1; iC1 = solve(eq8 == 0, iC1);
200     vo = z*io;
201     [A2, B2, C2, D2] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U);
202     % Matrizes de estados
203     A = A1*DC + A2*(1 - DC);
204     B = B1*DC + B2*(1 - DC);
205     X = -inv(A)*B*U;
206     F = (A1 - A2)*X + (B1 - B2)*U;
207     C = C1*DC + C2*(1 - DC);
208     D = D1*DC + D2*(1 - DC);
209     Y = (-C*inv(A)*B + D)*U;
210
211     [A, B, C, D, F, X, Y] = evalue(A, B, C, D, F, X, Y, n);
212     if count == 1
213         vet = [X;Y];
214     else
215         vet((end+1):(end + 6)) = [X;Y];
216     end
217     if n == 0.5
218         G_Sepic_1 = minreal(C*inv(s*eye(size(A)) - A)*([B F]) ...
            + [D [0;0]]);
219         GSepic1_I = minreal(G_Sepic_1(1, 3));
220         GSepic1_V = minreal(G_Sepic_1(2, 3));
221     end
222     count = count + 1;
223 end
224
225 fprintf(file, '%f \n', vet);
226 fclose(file);
227
228 %%%%%%%%%%%
229 %%%% PREVIA DOS RESULTADOS %%%%%%%%%%%
230 bCK = load('bode_Cuk.txt');
231 bSP = load('bode_Sepic.txt');
232
233 figure(1)
234 subplot(2,1,1)
235 step(GCuk0_V*0.02); hold on; grid on;
236 step(GCuk1_V*0.02, 'r'); legend('Cuk Ideal', 'Cuk Perdas');
237 subplot(2,1,2)

```

```

238 step(GSepic0_V*0.02); hold on; grid on;
239 step(GSepic1_V*0.02, 'r'); legend('Sepic Ideal', 'Sepic Perdas');
240
241 figure(4)
242 bode(GCuk0_V); hold on; grid on
243 bode(GCuk1_V, 'r')
244 legend('Cuk Ideal', 'Cuk Perdas');
245
246 figure(5)
247 bode(GSepic0_V); hold on; grid on
248 bode(GSepic1_V, 'r')
249 legend('Sepic Ideal', 'Sepic Perdas');
250
251 figure(2)
252 PSIM_CI = load('C:\Users\Rodolfo\Google Drive\01 - Projeto ...
    TCC\Scripts\v0.4\Simulado PSIM\Cuk_ideal.txt');
253 PSIM_CI(:,1) = PSIM_CI(:,1) - 0.1500;
254 PSIM_CP = load('C:\Users\Rodolfo\Google Drive\01 - Projeto ...
    TCC\Scripts\v0.4\Simulado PSIM\Cuk_perda.txt');
255 PSIM_CP(:,1) = PSIM_CP(:,1) - 0.1500;
256 subplot(2,1,1)
257 plot(PSIM_CI(:,1), PSIM_CI(:,2));hold on; grid on;
258 step(GCuk0_V*0.02 - 10, 'r'); grid on;
259 legend('PSIM', 'Modelagem');
260 title('Analise Conversor CUK - Condicao IDEAL');
261 subplot(2,1,2)
262 plot(PSIM_CP(:,1), PSIM_CP(:,2));hold on; grid on;
263 step(GCuk1_V*0.02 - 9.1662, 'r'); grid on;
264 legend('PSIM', 'Modelagem');
265 title('Analise Conversor CUK - Condicao PERDAS');
266
267 figure(3)
268 PSIM_SI = load('C:\Users\Rodolfo\Google Drive\01 - Projeto ...
    TCC\Scripts\v0.4\Simulado PSIM\Sepic_ideal.txt');
269 PSIM_SI(:,1) = PSIM_SI(:,1) - 0.1500;
270 PSIM_SP = load('C:\Users\Rodolfo\Google Drive\01 - Projeto ...
    TCC\Scripts\v0.4\Simulado PSIM\Sepic_perda.txt');
271 PSIM_SP(:,1) = PSIM_SP(:,1) - 0.1500;
272 subplot(2,1,1)
273 plot(PSIM_SI(:,1), PSIM_SI(:,2));hold on; grid on;
274 step(GSepic0_V*0.02 + 10, 'r'); grid on;
275 legend('PSIM', 'Modelagem');

```

```

276 title('Analise Conversor SEPIC - Condicao IDEAL');
277 subplot(2,1,2)
278 plot(PSIM_SP(:,1), PSIM_SP(:,2));hold on; grid on;
279 step(GSepic1_V*0.02 + 9.1797, 'r'); grid on;
280 legend('PSIM', 'Modelagem');
281 title('Analise Conversor SEPIC - Condicao PERDAS');

```

```

1 function [A, B, C, D] = equacoes(vL1, vL2, iC1, iC2, io, vo, U)
2
3 syms Vg ...
4     vC1 vC2 iL1 iL2 ...
5     z ...
6     L1 L2 ...
7     C1 C2
8
9     x = [iL1; iL2; vC1; vC2]; % vetor de estados
10    u = U; % vetor de entradas
11    y = [io; vo]; % vetor de saidas
12    diL1 = (vL1)/L1;
13    diL2 = (vL2)/L2;
14    dvC1 = (iC1)/C1;
15    dvC2 = (iC2)/C2;
16
17    %% Obtendo no ESPACO DE ESTADOS
18    % MATRIZES A, B e F
19
20    [A, b] = equationsToMatrix( [diL1 == 0; diL2 == 0; dvC1 == ...
21                                0; dvC2 == 0], x);
22    [B] = equationsToMatrix(-b == 0, u);
23    [C, D] = equationsToMatrix( [io == 0; vo == 0], x);
24    if isequal(sum(sum(D)),0);
25        D = zeros(2, length(u));
26    else
27        [D] = equationsToMatrix( -D == 0, u);
28    end
29 end

```

```

1 function [A, B, C, D, F, X, Y] = evaluate(A, B, C, D, F, X, Y, n)
2

```

```

3  z = 1;
4  Vg = 10;
5  VD = 0.7;
6  Rd = 2.4e-3;
7  L1 = 100e-6; RL1 = 1e-3;
8  L2 = 100e-6; RL2 = 1e-3;
9  C1 = 800e-6; RC1 = 3e-3;
10 C2 = 3000e-6; RC2 = 1e-3;
11 Ron = 2.4e-3;
12 DC = n;
13
14 A = eval(A);
15 B = eval(B);
16 C = eval(C);
17 if isequal(sum(sum(D)),0);
18     D = zeros(size(D));
19 else
20     D = eval(D);
21 end
22 X = eval(X);
23 Y = eval(Y);
24 F = eval(F);
25
26
27 end

```

```

1  % Controle Conversores
2  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
3  clear all
4  close all
5  clc
6
7  load('Planta_Cuk.mat');
8  load('Planta_Sepic.mat')
9
10 GSepic1_V = balred(GSepic1_V, 2);
11 GCuk1_V = balred(GCuk1_V, 2);
12
13 fS = 10*bandwidth(GSepic1_V)/(2*pi); TS = 1/fS;
14 fC = 10*bandwidth(GCuk1_V)/(2*pi); TC = 1/fC;
15

```

```
16 GSD = c2d(GSepic1_V, TC);  
17 GCD = c2d(GCuk1_V, TC);
```