

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Laura Ferreira

**DECOMPOSIÇÃO POR PARTES DA TEORIA DE FRYZE DAS
POTÊNCIAS APLICADA AO CONVERSOR ČUK PARA ESTUDO DO
PROCESSAMENTO DE POTÊNCIAS NÃO-ATIVAS**

Santa Maria, RS
2019

Laura Ferreira

**DECOMPOSIÇÃO POR PARTES DA TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS APLICADA
AO CONVERSOR CUK PARA ESTUDO DO PROCESSAMENTO DE POTÊNCIAS
NÃO-ATIVAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheira Eletricista**.

ORIENTADOR: Prof. Mário Lúcio da Silva Martins

Santa Maria, RS
2019

©2019

Todos os direitos autorais reservados a Laura Ferreira. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Endereço: Rua Doutor Bozano, n. 574

Fone (0xx) 55 3317-6457; End. Eletr.: lauraferreira.ufsm@gmail.com

Laura Ferreira

**DECOMPOSIÇÃO POR PARTES DA TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS APLICADA
AO CONVERSOR CUK PARA ESTUDO DO PROCESSAMENTO DE POTÊNCIAS
NÃO-ATIVAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Engenheira Eletricista**.

Aprovado em 17 de dezembro de 2019:

Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Ronaldo Antonio Guisso, Dr. (UFSM)

Valesca Bettim Feltrin, Eng. (UFSM)

Santa Maria, RS
2019

AGRADECIMENTOS

Aprendi a valorizar o essencial, aprendi a respeitar, aprendi a me dedicar ao que penso valer a pena. Aprendi a compartilhar o que aprendi e sempre agradecer ao que me foi ensinado. Aprendi a reconhecer que nunca chega-se a lugar algum estando sozinha. Aprendi a valorizar a vida. Aprendi todas essas coisas e muitas outras extremamente importantes com aquela que mais amo neste mundo, à minha mãe Camila Amélia Ferreira e dedico todo meu agradecimento. Esta trajetória até aqui exigiu-nos cumplicidade, nós aprendemos a viver no fio da navalha, aprendemos a cuidar e permitir cuidado. Quando esmoreci e quase desisti tu me levantaste, quando pensei que não iria ter capacidade tu me mostraste as possibilidades, quando quase te perdi eu percebi o quão forte tu és e sendo assim, sangue do teu sangue, também posso ser. Jamais conseguirei expressar plenamente todo o amor e admiração que tenho por ti, és minha inspiração e a razão da minha fé.

Ao Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins, ofereço meus sinceros sentimentos de gratidão pela acolhida. Agradeço o tempo disponibilizado, os ensinamentos e a paciência durante todo o desenvolvimento deste trabalho. Agraço por ser um verdadeiro orientador, apresentando as possibilidades, os caminhos e incentivando a busca pelas metodologias e soluções.

Aos parceiros de vida, colegas e familiares que acompanharam esta jornada e agora comemoram comigo, saibam que meu coração guarda muito amor por cada um de vocês.

Agradeço àqueles que proporcionaram a oportunidade e dividiram comigo os momentos de estágio extracurricular na 8ª Coordenadoria Regional de Obras Públicas do RS, espaço ímpar em que pude aprender práticas de engenharia e contribuir para com a melhoria do ambiente que me forneceu as primeiras ferramentas para chegar até aqui: a escola pública estadual.

À todos os grandes amigos e amigas que fiz enquanto bolsista do Programa de Educação Tutorial - PET - Engenharia Elétrica. Programa excepcional que moldou minhas habilidades interpessoais e possibilitou o envolvimento com inúmeros importantes projetos em diversas áreas.

À HCC Engenharia que acolheu-me em período de estágio supervisionado e agora possibilita minha inserção no mercado de trabalho. Agradeço a todos os colegas colaboradores pelos ensinamentos diários, sinto-me muito feliz em integrar este time.

Por fim, agradeço a oportunidade de estudar em uma das melhores universidades públicas, gratuitas e de qualidade deste país. À Universidade Federal de Santa Maria, toda minha eterna gratidão.

Vejo a vida passar num instante, será tempo o bastante que tenho pra viver? Não sei, não posso saber. Quem segura o dia de amanhã na mão? Não há quem possa acrescentar um milímetro a cada estação. Então, será tudo em vão? Banal? Sem razão? Seria, sim seria, se não fosse o amor. O amor cuida com carinho, respira o outro, cria o elo, o vínculo de todas as cores, dizem que o amor é amarelo.

(Henrique Vieira e Emicida)

RESUMO

DECOMPOSIÇÃO POR PARTES DA TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS APLICADA AO CONVERSOR ČUK PARA ESTUDO DO PROCESSAMENTO DE POTÊNCIAS NÃO-ATIVAS

AUTORA: Laura Ferreira

ORIENTADOR: Mário Lúcio da Silva Martins

Este trabalho de conclusão de curso propõe analisar o processamento de potência em Conversores CC utilizando a renomada Teoria de Fryze das Potências como ferramenta principal e o Conversor Čuk como objeto de estudo. Também experimenta-se um procedimento envolvendo álgebra que implica em uma representação vetorial conduzida pelos princípios da Teoria. Através deste estudo é possível obter os valores de potência ativa e não-ativa dos dispositivos semicondutores e elementos armazenadores de energia, além da quantidade gerada nos terminais de entrada e saída. Estes resultados permitem o cálculo da potência não-ativa total processada por conversores CC-CC e permite definir quais características de operação tendem a reduzir esta grandeza.

Palavras-chave: Conversor Estático. Potência Não-Ativa. Fryze.

ABSTRACT

PIECEWISE FRYZE POWER THEORY DECOMPOSITION APPLIED TO ĆUK CONVERTER FOR STUDY OF NON-ACTIVE POWER PROCESSING

AUTHOR: Laura Ferreira

ADVISOR: Mário Lúcio da Silva Martins

This undergraduate thesis proposes to analyze the power processing in DC Converters using the renowned Power Fryze Theory as a main tool and the Cuk Converter as the object of study. We also try a procedure involving algebra that implies a vector representation driven by the principles of Fryze. Through this study it is possible to obtain the non-active active power values of semiconductor devices and energy storage elements, as well as the amount generated at the input and output terminals. These results allow the calculation of the total non-active power processed by DC-DC converters and define which operating characteristics tend to reduce this magnitude.

Keywords: Power Converter. Non-Active Power. Fryze.

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.1 – Topologia do conversor <i>Ćuk</i> ideal.	18
Figura 3.2 – Circuito equivalente do conversor <i>Ćuk</i> com a chave semicondutora fechada.	20
Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor <i>Ćuk</i> com a chave semicondutora aberta.	27
Figura 4.1 – Representação da decomposição da corrente instantânea nas componentes ativa e não-ativa.	32
Figura 6.1 – Comportamento do Ganho Estático em Função das Indutâncias.	56
Figura 6.2 – Comportamento do Ganho Estático em Função da Capacitância C_1	57
Figura 6.3 – Comportamento do Ganho Estático em Função da Capacitância C_{out} . ..	57
Figura 7.1 – Correntes instantâneas do Indutor L_1	61
Figura 7.2 – Correntes instantâneas do Indutor L_2	62
Figura 7.3 – Correntes instantâneas da Chave S_1	62
Figura 7.4 – Correntes instantâneas do Diodo D_1	63
Figura 7.5 – Correntes instantâneas do Capacitor C_1	63
Figura 7.6 – Correntes médias decompostas do Indutor L_1	64
Figura 7.7 – Correntes médias decompostas do Indutor L_2	64
Figura 7.8 – Correntes médias decompostas da Chave S_1	65
Figura 7.9 – Correntes médias decompostas do Diodo D_1	65
Figura 7.10 – Correntes médias decompostas do Capacitor C_1	66
Figura 7.11 – Correntes médias decompostas do Indutor L_1	67
Figura 7.12 – Correntes médias decompostas do Indutor L_2	67
Figura 7.13 – Correntes médias decompostas da Chave S_1	68
Figura 7.14 – Correntes médias decompostas do Diodo D_1	68
Figura 7.15 – Correntes médias decompostas do Capacitor C_1	69
Figura 7.16 – Correntes não-ativas dos elementos armazenadores de energia.	69
Figura 7.17 – Correntes ativas da entrada e saída do Conversor <i>Ćuk</i>	70
Figura 7.18 – Correntes não-ativas decompostas do Indutor L_1	70
Figura 7.19 – Correntes não-ativas decompostas do Indutor L_2	71
Figura 7.20 – Correntes não-ativas decompostas da Chave S_1	71
Figura 7.21 – Correntes não-ativas decompostas do Diodo D_1	72
Figura 7.22 – Correntes não-ativas decompostas do Capacitor C_1	72
Figura 7.23 – Disposição dos vetores de corrente não-ativa em cada semiciclo.	73
Figura 7.24 – Disposição dos vetores de corrente não-ativa resultantes.	74
Figura 7.25 – Potência Não-Ativa gerada nos pares de terminais correspondentes aos elementos do Conversor <i>Ćuk</i>	76
Figura 7.26 – Disposição dos vetores de potência não-ativa em cada semiciclo.	77
Figura 7.27 – Disposição dos vetores de potência não-ativa resultantes.	78
Figura 7.28 – Disposição dos vetores de potência não-ativa total	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 7.1 – Correntes não-ativas decompostas por etapa dos elementos do conversor $\acute{C}uk$	74
Tabela 7.2 – Correntes não-ativas resultantes dos elementos do conversor $\acute{C}uk$	74
Tabela 7.3 – Potências não-ativas decompostas por etapa dos elementos do conversor $\acute{C}uk$	77
Tabela 7.4 – Potências não-ativas resultantes dos elementos do conversor $\acute{C}uk$	78
Tabela 7.5 – Potências Não-Ativas Totais do Conversor $\acute{C}uk$	79

LISTA DE QUADROS

Quadro 6.1 – Especificações da bateria VLRA 12-7Ah Get Power GP12-7.	58
---	----

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
2	CENÁRIO PROPOSTO.....	15
2.1	BANCO DE BATERIAS	15
2.2	MICRORREDE CC	15
3	O CONVERSOR $\acute{C}UK$	17
3.1	JUSTIFICATIVA PARA ESCOLHA DO CONVERSOR.....	17
3.2	TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	17
3.3	GANHO ESTÁTICO	19
3.4	EQUACIONAMENTO DAS VARIÁVEIS INSTANTÂNEAS	20
3.4.1	Correntes e Tensões Instantâneas nos Elementos - Primeira Etapa	20
3.4.1.1	<i>Tensão de Entrada</i>	<i>20</i>
3.4.1.2	<i>Tensão do Indutor</i>	<i>20</i>
3.4.1.3	<i>Tensão da Chave</i>	<i>21</i>
3.4.1.4	<i>Tensão do Indutor</i>	<i>21</i>
3.4.1.5	<i>Tensão do Capacitor</i>	<i>21</i>
3.4.1.6	<i>Tensão do Diodo</i>	<i>21</i>
3.4.1.7	<i>Tensão de Saída</i>	<i>22</i>
3.4.1.8	<i>Tensão do Capacitor C_o</i>	<i>22</i>
3.4.1.9	<i>Corrente do Indutor L_1.....</i>	<i>22</i>
3.4.1.10	<i>Corrente de Entrada</i>	<i>24</i>
3.4.1.11	<i>Corrente do Indutor L_2.....</i>	<i>24</i>
3.4.1.12	<i>Corrente do Capacitor C_1.....</i>	<i>25</i>
3.4.1.13	<i>Corrente da Chave S_1</i>	<i>25</i>
3.4.1.14	<i>Corrente do Diodo D_1</i>	<i>25</i>
3.4.1.15	<i>Corrente de Saída</i>	<i>26</i>
3.4.1.16	<i>Corrente do Capacitor C_o.....</i>	<i>26</i>
3.4.2	Correntes e Tensões Instantâneas nos Elementos - Segunda Etapa	27
3.4.2.1	<i>Tensão de Entrada</i>	<i>27</i>
3.4.2.2	<i>Tensão do Indutor L_1</i>	<i>27</i>
3.4.2.3	<i>Tensão da Chave S_1</i>	<i>28</i>
3.4.2.4	<i>Tensão do Indutor L_2</i>	<i>28</i>
3.4.2.5	<i>Tensão do Capacitor C_1</i>	<i>28</i>
3.4.2.6	<i>Tensão do Diodo D_1</i>	<i>28</i>
3.4.2.7	<i>Tensão de Saída</i>	<i>28</i>
3.4.2.8	<i>Tensão do Capacitor C_o</i>	<i>29</i>
3.4.2.9	<i>Corrente do Indutor L_1.....</i>	<i>29</i>
3.4.2.10	<i>Corrente de Entrada</i>	<i>29</i>
3.4.2.11	<i>Corrente do Indutor L_2.....</i>	<i>30</i>
3.4.2.12	<i>Corrente do Capacitor C_1.....</i>	<i>30</i>
3.4.2.13	<i>Corrente da Chave S_1</i>	<i>30</i>
3.4.2.14	<i>Corrente do Diodo D_2</i>	<i>30</i>
3.4.2.15	<i>Corrente de Saída</i>	<i>31</i>
3.4.2.16	<i>Corrente do Capacitor C_o.....</i>	<i>31</i>
4	TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS	32
4.1	MODELO PROPOSTO	32

4.2	CORRENTE E POTÊNCIA ATIVA	33
4.3	CORRENTE E POTÊNCIA NÃO-ATIVA	33
4.4	DEFINIÇÃO DE POTÊNCIA PROPOSTA POR FRYZE	34
4.5	DEFINIÇÃO DE PERDAS SEGUNDO A TEORIA DE FRYZE	34
5	REPRESENTAÇÃO VETORIAL DA TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS .	35
5.1	FORMA DE ONDA ORIGINAL	35
5.2	FORMA DE ONDA COM <i>SMALL RIPPLE</i>	35
5.3	DECOMPOSIÇÃO POR ETAPAS	36
5.3.1	Corrente Média do Indutor L_1 - Primeira Etapa	36
5.3.2	Corrente Média do Indutor L_1 - Segunda Etapa	36
5.3.3	Corrente Eficaz do Indutor L_1 - Primeira Etapa	37
5.3.4	Corrente Eficaz do Indutor L_1 - Segunda Etapa	37
5.3.5	Corrente Média do Indutor L_2 - Primeira Etapa	37
5.3.6	Corrente Média do Indutor L_2 - Segunda Etapa	38
5.3.7	Corrente Eficaz do Indutor L_2 - Primeira Etapa	38
5.3.8	Corrente Eficaz do Indutor L_2 - Segunda Etapa	38
5.3.9	Corrente Média da Chave Semicondutora S_1 - Primeira Etapa	39
5.3.10	Corrente Média da Chave Semicondutora S_1 - Segunda Etapa	39
5.3.11	Corrente Eficaz da Chave Semicondutora S_1 - Primeira Etapa	39
5.3.12	Corrente Eficaz da Chave Semicondutora S_1 - Segunda Etapa	40
5.3.13	Corrente Média do Diodo D_1 - Primeira Etapa	40
5.3.14	Corrente Média do Diodo D_1 - Segunda Etapa	40
5.3.15	Corrente Eficaz do Diodo D_1 - Primeira Etapa	41
5.3.16	Corrente Eficaz do Diodo D_1 - Segunda Etapa	41
5.3.17	Corrente Média do Capacitor C_1 - Primeira Etapa	41
5.3.18	Corrente Média do Capacitor C_1 - Segunda Etapa	42
5.3.19	Corrente Eficaz do Capacitor C_1 - Primeira Etapa	42
5.3.20	Corrente Eficaz do Capacitor C_1 - Segunda Etapa	42
5.4	DETERMINAÇÃO DA CORRENTE ATIVA	43
5.5	DETERMINAÇÃO DA CORRENTE NÃO-ATIVA	43
5.6	DETERMINAÇÃO DA POTÊNCIA NÃO-ATIVA	44
5.6.1	Tensão RMS dos Indutores L_1 e L_2	45
5.6.2	Tensão RMS da Chave Semicondutora S_1	45
5.6.3	Tensão RMS do Diodo D_1	47
5.6.4	Tensão RMS do Capacitor C_1	47
5.6.5	Potência Não Ativa do Indutor L_1 - Primeira Etapa	48
5.6.6	Potência Não Ativa do Indutor L_1 - Segunda Etapa	48
5.6.7	Potência Não Ativa do Indutor L_2 - Primeira Etapa	48
5.6.8	Potência Não Ativa do Indutor L_2 - Segunda Etapa	49
5.6.9	Potência Não Ativa da Chave Semicondutora S_1 - Primeira Etapa	49
5.6.10	Potência Não Ativa da Chave Semicondutora S_1 - Segunda Etapa	49
5.6.11	Potência Não Ativa do Diodo D_1 - Primeira Etapa	50
5.6.12	Potência Não Ativa do Diodo D_1 - Segunda Etapa	50
5.6.13	Potência Não Ativa do Capacitor C_1 - Primeira Etapa	50
5.6.14	Potência Não Ativa do Capacitor C_1 - Segunda Etapa	50
5.7	ESPAÇOS VETORIAIS	51

6	DESENVOLVIMENTO DO CENÁRIO PROPOSTO	52
6.1	PROJETO DOS ELEMENTOS ARMAZENADORES DE ENERGIA	52
6.1.1	Small Ripple	52
6.1.2	Equação para os Indutores	52
6.1.3	Equação para o Capacitor Intermediário	53
6.1.4	Equação para o Capacitor de Saída	54
6.1.5	Especificações do projeto	55
6.1.6	Projeto dos Indutores	55
6.1.7	Projeto do Capacitor Intermediário	56
6.1.8	Projeto do Capacitor de Saída	57
6.2	PROJETO DO BANCO DE BATERIAS	58
6.2.1	Modelo Adotado	58
6.2.2	Tensão de Flutuação	58
6.2.3	Tipos de Carga	59
6.2.3.1	<i>Carga Rápida</i>	59
6.2.3.2	<i>Carga Lenta</i>	59
6.2.3.3	<i>Carga Super Lenta</i>	59
7	APLICAÇÃO DA REPRESENTAÇÃO VETORIAL DA TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS NO CENÁRIO PROPOSTO	61
7.1	FORMAS DE ONDA ORIGINAIS	61
7.2	FORMAS DE ONDA COM SMALL RIPPLE	63
7.3	DECOMPOSIÇÃO POR ETAPAS	67
7.4	DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES ATIVAS	69
7.5	DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES NÃO-ATIVAS	70
7.6	ESPAÇO VETORIAL DAS CORRENTES NÃO-ATIVAS	73
7.7	DETERMINAÇÃO DAS POTÊNCIAS NÃO-ATIVAS	75
7.7.1	Potência Não-Ativa do Indutor L_1	75
7.7.2	Potência Não-Ativa do Indutor L_2	75
7.7.3	Potência Não-Ativa da Chave Semicondutora S_1	75
7.7.4	Potência Não-Ativa do Diodo D_1	76
7.7.5	Potência Não-Ativa do Capacitor C_1	76
7.8	ESPAÇO VETORIAL DAS POTÊNCIAS NÃO-ATIVAS	77
7.9	AVALIAÇÃO DA EFICIÊNCIA DO CONVERSOR	79
8	CONCLUSÃO	81
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	82

1 INTRODUÇÃO

Sustentabilidade e incentivo às energias renováveis são uns dos mais recorrentes assuntos na comunidade científica e política internacional. Nesta perspectiva, observando as últimas tendências e tecnologias no que diz respeito à geração, distribuição e consumo de energia elétrica, destaca-se o interesse por sistemas de Geração Distribuída (GD), microrredes e com isso, pelos novos conceitos de gestão e controle da energia nos sistemas elétricos (MARNAY; ASANO; STRBAC, 2008).

Considerando a situação brasileira, a maioria daqueles que aderem ao sistema de energia renovável o fazem através de geração fotovoltaica para consumo próprio, reduzindo assim, seus gastos com energia elétrica e conseqüentemente contribuindo para com o meio ambiente. Além das residências, segundo (PORTAL SOLAR S.A, 2017) aproximadamente 15% dos projetos para geração de energia solar no Brasil são realizados em prédios comerciais, como farmácias, supermercados e postos de gasolina.

O Brasil possui um comprometimento nas chamadas Pretendidas Contribuições Nacionalmente Determinadas, acordadas durante a 21^a Conferência das Partes (COP21) da UNFCCC, em Paris. Com o objetivo de fortalecer a resposta global à ameaça da mudança do clima, de acordo com (BRASIL; MINISTÉRIO DO MEIO AMBIENTE, 2016) cabe ao país aumentar a participação de bioenergia sustentável na sua matriz energética para aproximadamente 18% até 2030, restaurar e reflorestar 12 milhões de hectares de florestas, bem como alcançar uma participação estimada de 45% de energias renováveis na composição da matriz energética em 2030.

Como solução para a intermitência da geração renovável, o armazenamento de energia é considerado por muitos a solução, visto que também vem sendo usado para sanar outras demandas do sistema elétrico, tais como a estabilização das tensões oriundas redes de distribuição ou até mesmo a eliminação de sobrecargas nas linhas de transmissão (FREIRE, 2019).

O tema Qualidade da Energia Elétrica é progressivamente um dos assuntos mais relevantes para o setor elétrico. Alguns dos problemas definidos pela qualidade são distorções harmônicas, desequilíbrios, variações de tensão de curta e longa duração, transitórios eletromagnéticos e flutuações de tensão (SANTANA, 2017). Todos os fenômenos citados influenciam diretamente nas redes elétricas, e causam desde paradas de operação de processos industriais até o desligamento de partes inteiras dos sistemas elétricos. Tais fenômenos, muitas das vezes, estão diretamente relacionadas ao comportamento das cargas elétricas utilizadas nas instalações dos consumidores finais.

Sintetizando os importantes fatos que relacionam o Brasil com as fontes renováveis, constata-se que todo estudo e aprimoramento em torno das tecnologias que sustentam esse tipo de geração é de suma importância. Torna-se substancial explorar possibilidades

de elevar ou pelo menos compreender a eficiência dos conversores estáticos, tendo em vista que estes estão envolvidos na manipulação das mencionadas energias.

À vista disso, este trabalho de conclusão de curso propõe analisar o processamento de potência em conversores CC utilizando a renomada teoria de Fryze das potências como ferramenta principal e o conversor Ćuk como objeto de estudo. Também experimenta-se um procedimento envolvendo álgebra que implica em uma representação vetorial conduzida pelos princípios da teoria. Através deste estudo é possível obter os valores de potência ativa e não-ativa dos dispositivos semicondutores e elementos armazenadores de energia, além da quantidade gerada nos terminais de entrada e saída. Estes resultados permitem o cálculo da potência não-ativa total processada por conversores CC-CC e permite definir quais características de operação tendem a reduzir esta grandeza.

O estudo apresentado neste trabalho terá como alvo um cenário composto por uma microrrede CC de 288 V e um banco de baterias de 123 V interligados através de um conversor bidirecional CC-CC Ćuk. Apesar de ser considerado um conversor bidirecional, o foco do trabalho se dará no processo de carga das baterias (modo abaixador).

2 CENÁRIO PROPOSTO

O estudo apresentado neste trabalho terá como alvo um cenário composto por uma microrrede CC de 288 V composta apenas por fontes renováveis e um sistema de armazenamento de energia, ou seja, um banco de baterias de 123 V. O sistema é interligado através de um conversor bidirecional CC-CC Ćuk. Apesar de ser considerado um conversor bidirecional, o foco da análise se dará no processo de carga das baterias (unidirecional, modo abaixador).

2.1 BANCO DE BATERIAS

Um conjunto de baterias possibilita o armazenamento de energia, que pode ser utilizada para a alimentação das cargas na ausência da energia elétrica da rede de alimentação, ou ainda, para reduzir a demanda em horário de ponta. São sistemas configuráveis e podem ser combinados com os conversores CC-CC reversíveis e com os inversores bidirecionais para formar uma microrrede, como é o caso desta discussão.

O banco de baterias será baseado no modelo *VLRA 12-7Ah Get Power GP12-7*, um tipo de bateria chumbo-ácido selada e estacionária que não emite de gases durante a operação normal e pode ser transportada e usada em (quase) qualquer posição sem que haja risco de vazamento de seu eletrólito.

2.2 MICRORREDE CC

O crescimento continuado por demanda de energia de melhor qualidade e com menor incidência de interrupções é uma diligência da sociedade contemporânea. Ao mesmo tempo, intensifica-se a imprescindibilidade de utilizar recursos sustentáveis e que aumentem a eficiência energética.

Nesta conjuntura, as redes de distribuição de energia tradicionais estão experimentando uma significativa mudança. A tendência é sua transformação de redes radiais de fluxo unidirecional de potência para redes ativas em que o fluxo de potência se dá em múltiplas direções, em virtude da presença progressiva da geração distribuída.

Segundo (RODRIGUES; CONTI, 2017), a microrrede pode ser entendida como uma rede autônoma em baixa ou média tensão, controlável, com geração distribuída e capacidade de armazenamento de energia apta a operar conectada (*on-grid*) ao sistema elétrico de potência ou desconectada (*off-grid*).

Em outras palavras, são redes de abastecimento em pequena escala, projetadas para fornecer energia para uma pequena comunidade. A microrrede é uma rede de distribuição ativa porque é um conglomerado de sistemas de geração distribuídas (GDs) e diferentes cargas em níveis de tensão de distribuição. As micro-fontes geradoras são geralmente renováveis e integradas para gerar energia na tensão de distribuição. As diferenças principais entre a microrrede CC e um sistema de potência convencional dizem respeito à capacidade de geração, tipo de alimentação e distância entre instalação e cliente (CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009).

Das vantagens que podem ser referidas, o fato de promover soluções para os problemas de fornecimento de energia e o suprimento em locais remotos do país colocam a microrrede em uma posição de primazia nos tempos atuais.

3 O CONVERSOR *Ćuk*

3.1 JUSTIFICATIVA PARA ESCOLHA DO CONVERSOR

A escolha do conversor *Ćuk* como figura de mérito para este trabalho se deu pelo fato de ser um modelo tipicamente empregado quando existe uma fonte de corrente contínua na entrada, uma carga na saída com as mesmas características e se deseja controlar o fluxo da entrada (VIEIRA, 2019).

As vantagens do conversor *Ćuk* se dão pelas reduzidas ondulações de corrente, tanto de entrada como de saída, competência esta devido aos indutores. Esta peculiaridade não acontece nos outros conversores clássicos, reduz a necessidade de filtragem externa e pode ser ainda mais acentuada com o acoplamento de L_1 e L_2 (SANTOS, 2015).

Este conversor tende a fazer a transferência da energia de entrada e saída com duas fontes contínuas. Sua entrada assume uma característica de fonte de corrente e transfere sua energia para o capacitor, que por sua vez fornece a energia para a carga, também com característica de fonte de corrente (BARBI, 2006). Assim sendo, diz-se que este é um conversor de acumulação capacitiva.

A presença dos indutores e do capacitor de transferência pode ser vista como desvantagem, pois acarreta o incremento de elementos. Este capacitor mencionado requer uma ampla capacidade de regulação e deve suportar a soma das tensões de entrada e saída.

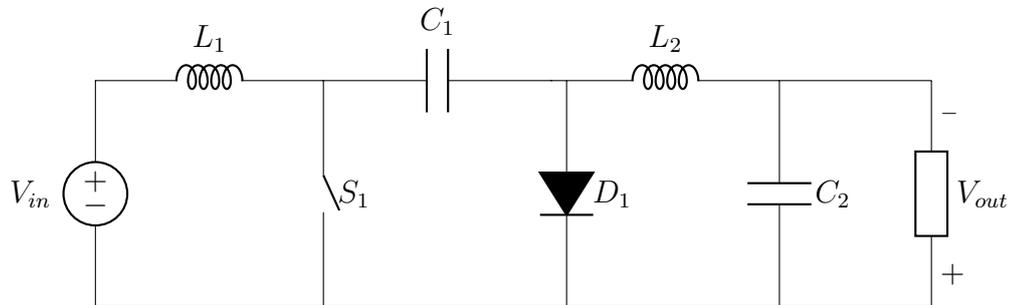
Pode-se destacar como importantes áreas de aplicação deste modelo a otimização da carga de baterias em sistemas de geração fotovoltaicos/eólicos e o ajuste de nível de tensão retificada ao da tensão de carga das baterias em UPS - fontes de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply*).

3.2 TOPOLOGIA E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A topologia do conversor pode ser conferida na Figura 3.1. Composta por uma fonte de tensão, dois indutores, dois capacitores, uma chave semicondutora, um diodo e uma carga, a configuração foi desenvolvida tomando-se como base o conversor *Buck-Boost*, a polaridade da tensão de saída é invertida e a magnitude pode ser maior ou menor do que a entrada, de acordo com a razão cíclica. A transferência de energia da entrada para a saída é feita por meio do capacitor C_1 . Cabe ao indutor de entrada L_1 atuar como um filtro para a fonte de tensão e impedir a existência de grandes conteúdos harmônicos (HART,

2011).

Figura 3.1 – Topologia do conversor *Cuk* ideal.



Fonte: Adaptado de Hart (2011)

Este conversor pode operar em modo de condução contínua, onde a tensão do capacitor C_1 não se anula, e também em modo de condução descontínua, no qual se dá a descarga completa do capacitor C_1 . No modo contínuo a tensão de saída depende unicamente da razão cíclica, já no modo descontínuo depende da carga acoplada e da frequência de comutação (SANTOS, 2015). Este trabalho foi desenvolvido considerando apenas operação no modo CCM, isto é, no modo de condução contínua.

Para especificar o conversor consideram-se:

1. Valores dos indutores suficientes para que o conversor opere em modo de condução contínua e com ondulação desprezível;
2. Valores dos capacitores suficientes para que as tensões sobre eles se mantenham constantes;
3. Circuito operando em regime permanente com formas de onda de tensão e corrente periódicas;
4. Se a razão cíclica é D a chave conduz por um intervalo $t_{on} = DT$ e não conduz por um intervalo $t_{off} = (1 - D)T_s$;
5. Chave e diodo ideais.
6. Em regime permanente, a corrente média dos capacitores e a tensão média dos indutores é nula.

3.3 GANHO ESTÁTICO

Em um conversor estático, a potência absorvida pela carga é igual à potência entregue pela fonte:

$$P_{in} = P_{out}, \quad (3.1)$$

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_{out} \cdot I_{out}, \quad (3.2)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{out}} = M. \quad (3.3)$$

Conforme critério de especificação, em regime permanente, a tensão média dos indutores é nula. Optando por utilizar o indutor L_1 tem-se:

$$V_{L_1} = 0, \quad (3.4)$$

$$V_{L_1^1} + V_{L_1^2} = 0, \quad (3.5)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_{L_1^1}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T v_{L_1^2}(t) dt = 0, \quad (3.6)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T V_{out} dt = 0, \quad (3.7)$$

$$V_{in} \cdot \frac{DT}{T} + \frac{T - DT}{T} \cdot V_{out} = 0, \quad (3.8)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{(1 - D)}. \quad (3.9)$$

Consequentemente,

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{out}} = -\frac{D}{(1 - D)}. \quad (3.10)$$

Analisando esta expressão, confirmam-se algumas das características deste conversor, tais como a polaridade da tensão de saída invertida e a magnitude podendo ser maior ou menor do que a entrada, dependendo da razão cíclica.

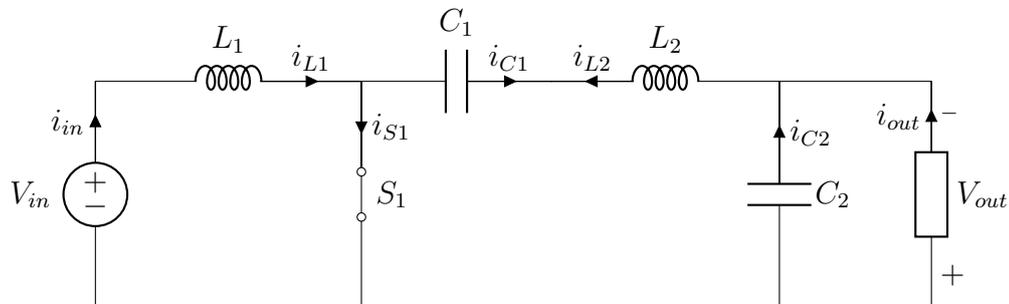
3.4 EQUACIONAMENTO DAS VARIÁVEIS INSTANTÂNEAS

A descrição do comportamento do conversor *Cuk* foi fragmentada em duas partes: condução da chave semicondutora (primeira etapa) e condução do diodo (segunda etapa).

3.4.1 Correntes e Tensões Instantâneas nos Elementos - Primeira Etapa

Com a chave conduzindo, o circuito equivalente do conversor fica sendo o da Figura 3.2.

Figura 3.2 – Circuito equivalente do conversor *Cuk* com a chave semicondutora fechada.



Fonte: Adaptado de Hart (2011)

3.4.1.1 Tensão de Entrada

Como especificação de projeto, a tensão de entrada corresponde à de um barramento CC, portanto, uma tensão constante V_{in} , não só na primeira etapa como em todo o período T_s ,

$$v_{in^1}(t) = V_{in}. \quad (3.11)$$

3.4.1.2 Tensão do Indutor

Na etapa de condução da chave, a tensão do indutor L_1 assume o mesmo valor da tensão de entrada V_{in} ,

$$v_{L_1^1}(t) = V_{in}. \quad (3.12)$$

3.4.1.3 Tensão da Chave

Por estar equivalendo à um curto-circuito no momento de condução, a tensão da chave desta etapa é nula,

$$v_{S_1}(t) = 0. \quad (3.13)$$

3.4.1.4 Tensão do Indutor

A tensão do indutor L_2 fica relacionada com a tensão do capacitor e da entrada, resultando na tensão de saída,

$$v_{L_2}(t) = V_{out}.$$

3.4.1.5 Tensão do Capacitor

Na prática, o capacitor C_1 deve ser robusto, pois tem a responsabilidade de suportar a soma das tensões de entrada e saída,

$$V_{C_1} = V_{in} + V_{out}. \quad (3.14)$$

3.4.1.6 Tensão do Diodo

Por estar equivalendo à um circuito aberto no momento de condução da chave, a tensão do diodo desta etapa não é nula. Sua tensão fica igual à do capacitor C_1 ,

$$v_{D_1}(t) = V_{C_1}. \quad (3.15)$$

Da Equação (3.14) obtém-se

$$v_{D_1}(t) = v_{L_2}(t) - V_{out}. \quad (3.16)$$

3.4.1.7 Tensão de Saída

A tensão de saída é constante e pode ser obtida pela função de transferência do conversor, isto é, pela relação da tensão de entrada com o ganho estático:

$$V_{out} = M \cdot V_{in}, \quad (3.17)$$

$$V_{out} = -\frac{D}{(1-D)} \cdot V_{in}. \quad (3.18)$$

3.4.1.8 Tensão do Capacitor C_o

O capacitor de saída C_o está em paralelo com o resistor de carga R , dessa forma ambos possuem a mesma tensão de saída V_{out} :

$$v_{C_o}(t) = V_{out}. \quad (3.19)$$

3.4.1.9 Corrente do Indutor L_1

A expressão da corrente do indutor L_1 é obtida através da integração de sua tensão em um período de comutação,

$$v_{L_1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt}, \quad (3.20)$$

como a etapa de análise é de condução da chave, o limite de integração superior fica sendo $t = t_{on}$,

$$\int_0^{t_{on}} v_{L_1}(t) dt = \int_0^{t_{on}} L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} dt. \quad (3.21)$$

Solucionando a integral:

$$\int_0^{t_{on}} V_{in} dt = \int_0^{t_{on}} L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} dt, \quad (3.22)$$

$$V_{in} \cdot (t_{on}) = L_1 \cdot [i_{L_1}(t_{on}) - i_{L_1}(0)], \quad (3.23)$$

$$[i_{L_1}(t_{on}) - i_{L_1}(0)] = \frac{V_{in} \cdot (t_{on})}{L_1}. \quad (3.24)$$

A corrente $i_{L_1}(t_{on})$ corresponde ao valor máximo da corrente do indutor L_1 , $i_{L_1}(0)$ por sua vez corresponde ao mínimo. A diferença entre os dois pontos revela a variação da corrente no período de comutação,

$$\Delta i_{L_1} = i_{L_1}(t_{on}) - i_{L_1}(0), \quad (3.25)$$

retomando a Equação (3.24) com a substituição de (3.25):

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in} \cdot (t_{on})}{L_1}. \quad (3.26)$$

O subintervalo t_{on} é uma relação entre a razão cíclica e o período T_s . Equivale ao tempo em que a chave semicondutora permanece conduzindo, dessa forma:

$$t_{on} = D \cdot T. \quad (3.27)$$

Por fim, reescrevendo (3.26), a expressão da variação da corrente do indutor L_1 fica definida como:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in}DT}{L_1} \quad (3.28)$$

Pode-se encontrar outra expressão para esta variação utilizando a segunda etapa, entretanto, o resultado é o mesmo para ambas as etapas.

A expressão da corrente instantânea do indutor L_1 durante a etapa de condução da chave é conseguida resolvendo (3.22) para limites indefinidos,

$$\int V_{in} dt = \int L_1 \cdot \frac{di_{L_1}(t)}{dt} dt, \quad (3.29)$$

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in}}{L_1} \cdot t. \quad (3.30)$$

Como esperado, revela-se função que representa uma reta crescente, isto é, com coeficiente angular positivo. Porém para ficar completa a expressão carece da soma de um coeficiente linear, que equivale ao valor mínimo $i_{L_1}(0)$, isto por que assume-se a operação do conversor em CCM. Assim:

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(0) + \frac{V_{in}}{L_1} \cdot t. \quad (3.31)$$

O comportamento da reta da corrente de um indutor informa que o valor médio somado à metade da variação Δi_L resulta no valor máximo de sua função, o valor instantâneo quando $t = t_{on}$. Assim como a subtração resulta no valor mínimo, isto é, quando

$t = 0$. Logo:

$$i_{L_1^1}(0) = I_{L_1^1} - \frac{\Delta i_{L_1^1}}{2}, \quad (3.32)$$

$$i_{L_1^1}(t_{on}) = I_{L_1^1} + \frac{\Delta i_{L_1^1}}{2}, \quad (3.33)$$

chamando $i_{L_1^1}(0)$ de $i_{L_1^1min}$,

$$i_{L_1^1}(t) = i_{L_1^1min} + \frac{V_{in}}{L_1} \cdot t. \quad (3.34)$$

3.4.1.10 Corrente de Entrada

A corrente de entrada nesta situação iguala-se à corrente do indutor L_1 ,

$$i_{in^1}(t) = i_{L_1^1}(t), \quad (3.35)$$

substituindo-se (3.34) em (3.35):

$$i_{in^1}(t) = i_{L_1^1min} + \frac{V_{in}}{L_1} \cdot t. \quad (3.36)$$

3.4.1.11 Corrente do Indutor L_2

O procedimento para encontrar a expressão do indutor L_2 segue o que já foi realizado para L_1 ,

$$\int_0^{t_{on}} v_{L_2^1}(t) dt = \int_0^{t_{on}} L_2 \cdot \frac{di_{L_2^1}(t)}{dt} dt, \quad (3.37)$$

$$\int_0^{t_{on}} V_{in} dt = \int_0^{t_{on}} L_2 \cdot \frac{di_{L_2^1}(t)}{dt} dt, \quad (3.38)$$

solucionando a integral tem-se a variação da corrente do indutor L_2 ,

$$\Delta i_{L_2^1} = \frac{V_{in}DT}{L_2}. \quad (3.39)$$

A reta que caracteriza o comportamento deste indutor fica sendo

$$i_{L_2^1}(t) = i_{L_2_{min}} + \frac{V_{in}}{L_2} \cdot t. \quad (3.40)$$

3.4.1.12 Corrente do Capacitor C_1

A corrente do capacitor C_1 é igual, em módulo, à corrente do indutor L_2 , entretanto seus sentidos são opostos,

$$i_{C_1^1}(t) = -i_{L_2^1}(t), \quad (3.41)$$

substituindo (3.40) em (3.41):

$$i_{C_1^1}(t) = -i_{L_2_{min}} - \frac{V_{in}}{L_2} \cdot t. \quad (3.42)$$

3.4.1.13 Corrente da Chave S_1

Por estar conduzindo, a chave semicondutora comporta-se como um curto-circuito e por ela passa uma corrente que é dada pela Lei de *Kirchhoff* das Correntes entre indutor L_1 e capacitor C_1 . Como já mencionado, a corrente do capacitor é a mesma do indutor L_2 com sentido contrário, sendo assim, pela chave cruza um total equivalente à soma dos indutores,

$$i_{L_1^1}(t) + i_{S_1^1}(t) - i_{C_1^1}(t) = 0, \quad (3.43)$$

$$i_{S_1^1}(t) = i_{L_1^1}(t) + i_{L_2^1}(t). \quad (3.44)$$

3.4.1.14 Corrente do Diodo D_1

Na etapa de condução da chave o diodo encontra-se polarizado reversamente, logo não conduz nenhuma corrente,

$$i_{D_1^1}(t) = 0. \quad (3.45)$$

3.4.1.15 Corrente de Saída

Esta corrente é constante e dependente da relação da lei de *Ohm* entre a tensão de saída e o valor da resistência de carga,

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_{out}}. \quad (3.46)$$

3.4.1.16 Corrente do Capacitor C_o

Aplicando a Lei de *Kirchhoff* das Correntes para encontrar $i_{C_o^1}(t)$:

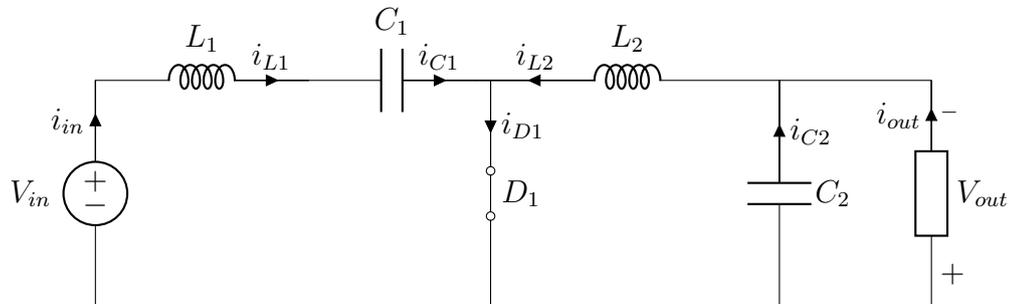
$$-i_{C_o^1}(t) - I_{out} + i_{L_2^1}(t) = 0$$

$$i_{C_o^1}(t) = i_{L_2^1}(t) - I_{out} \quad (3.47)$$

3.4.2 Correntes e Tensões Instantâneas nos Elementos - Segunda Etapa

Com a chave aberta, o circuito equivalente do conversor fica sendo o da Figura 3.3.

Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor $\acute{C}uk$ com a chave semicondutora aberta.



Fonte: Adaptado de Hart (2011)

3.4.2.1 Tensão de Entrada

Tal como já elucidado, a tensão de entrada corresponde à de um barramento CC, uma tensão constante V_{in} em todo o período T_s ,

$$v_{in^2}(t) = V_{in}. \quad (3.48)$$

3.4.2.2 Tensão do Indutor L_1

Na etapa de não condução da chave, a composição da tensão do capacitor C_1 e da tensão de entrada V_{in} equivalem à tensão do indutor L_1 , assim:

$$v_{L_1^2}(t) + v_{C_1^2}(t) = V_{in}, \quad (3.49)$$

$$v_{L_1^2}(t) = V_{out}. \quad (3.50)$$

3.4.2.3 Tensão da Chave S_1

Por estar equivalendo à um circuito aberto, a tensão da chave desta etapa é igual à soma das tensões de entrada e saída,

$$v_{S_1^2}(t) = V_{in} + V_{out}. \quad (3.51)$$

3.4.2.4 Tensão do Indutor L_2

Nesta situação a tensão do indutor L_2 apresenta-se em paralelo com a tensão de saída,

$$v_{L_2^2}(t) = V_{out}. \quad (3.52)$$

3.4.2.5 Tensão do Capacitor C_1

Conforme já determinado, o capacitor intermediário reúne as tensões de entrada e saída somadas,

$$v_{C_1^2}(t) = V_{in} + V_{out}. \quad (3.53)$$

3.4.2.6 Tensão do Diodo D_1

Por estar equivalendo à um curto-circuito no momento de condução da chave, a tensão do diodo desta etapa é nula,

$$v_{D_1^2}(t) = 0. \quad (3.54)$$

3.4.2.7 Tensão de Saída

A tensão de saída é constante e portanto mantém o valor encontrado pela Equação (3.18), isto é, pela relação da tensão de entrada com o ganho estático.

3.4.2.8 Tensão do Capacitor C_o

O capacitor de saída C_o mantém-se em paralelo com o resistor de carga R_1 , dessa forma ambos possuem a mesma tensão de saída V_{out} , como já trazido pela Equação (3.19).

3.4.2.9 Corrente do Indutor L_1

A expressão da corrente do indutor L_1 é obtida através da integração de sua tensão em um período de comutação, como já apresentado. Resolvendo para as condições da etapa atual, obtém-se

$$\int V_{out} dt = \int L_1 \cdot \frac{di_{L_1^2}(t)}{dt} dt, \quad (3.55)$$

$$i_{L_1^2}(t) = \frac{V_{out}}{L_1} \cdot t. \quad (3.56)$$

Revela-se função que representa uma reta decrescente (a polaridade da tensão de saída é invertida), isto é, com coeficiente angular negativo. Porém para ficar completa a expressão carece da soma de um coeficiente linear, que equivale ao valor máximo $i_{L_1^2}(t_{on})$,

$$i_{L_1^2}(t) = i_{L_1^2}(t_{on}) + \frac{V_{out}}{L_1} \cdot t. \quad (3.57)$$

O valor máximo da função foi deduzido em (3.33). Chamando $i_{L_1^2}(t_{on})$ de i_{L_1max} :

$$i_{L_1^2}(t) = i_{L_1max} + \frac{V_{out}}{L_1} \cdot t. \quad (3.58)$$

3.4.2.10 Corrente de Entrada

A corrente de entrada nesta situação iguala-se à corrente do indutor L_1 ,

$$i_{in^2}(t) = i_{L_1^2}(t), \quad (3.59)$$

substituindo-se (3.58) em (3.59),

$$i_{in^2}(t) = i_{L_1max} + \frac{V_{out}}{L_1} \cdot t. \quad (3.60)$$

3.4.2.11 Corrente do Indutor L_2

Integra-se a tensão sobre o indutor L_2 para obter sua corrente,

$$\int V_{out} dt = \int L_2 \cdot \frac{di_{L_2}^2}{dt} dt, \quad (3.61)$$

$$i_{L_2^2}(t) = \frac{V_{out}}{L_1} \cdot t. \quad (3.62)$$

A reta que caracteriza o comportamento da corrente na segunda etapa deste indutor fica sendo:

$$i_{L_2^2}(t) = i_{L_2^{max}} + \frac{V_{out}}{L_2} \cdot t. \quad (3.63)$$

3.4.2.12 Corrente do Capacitor C_1

A corrente do capacitor C_1 é igual, à corrente do indutor L_1 e portanto igual também à corrente de entrada $i_{in^2}(t)$, pois os elementos configuram série nesta etapa,

$$i_{C_1^2}(t) = i_{L_1^{max}} + \frac{V_{out}}{L_1} \cdot t. \quad (3.64)$$

3.4.2.13 Corrente da Chave S_1

Por estar aberta, a chave semicondutora comporta-se como um circuito aberto e por ela não passa nenhuma corrente, dessa forma,

$$i_{S_1^2} = 0. \quad (3.65)$$

3.4.2.14 Corrente do Diodo D_2

O diodo encontra-se polarizado diretamente, conduzindo uma corrente que é a soma das correntes dos indutores, assim como aconteceu com a chave semicondutora na Equação (3.44),

$$i_{D_1^2}(t) = i_{L_1^2}(t) + i_{L_2^2}(t). \quad (3.66)$$

3.4.2.15 Corrente de Saída

Esta corrente é constante e já foi deduzida em (3.46). Resulta da relação da lei de *Ohm* entre a tensão de saída e o valor da resistência de carga.

3.4.2.16 Corrente do Capacitor C_o

A expressão encontrada aplicando-se a lei de *Kirchhoff* das correntes como em (3.47) se mantém, porém o comportamento do indutor L_2 nesta etapa é outro,

$$-i_{C_o^1}(t) - I_{out} + i_{L_2^2}(t) = 0, \quad (3.67)$$

$$i_{C_o^1}(t) = i_{L_2^2}(t) - I_{out}. \quad (3.68)$$

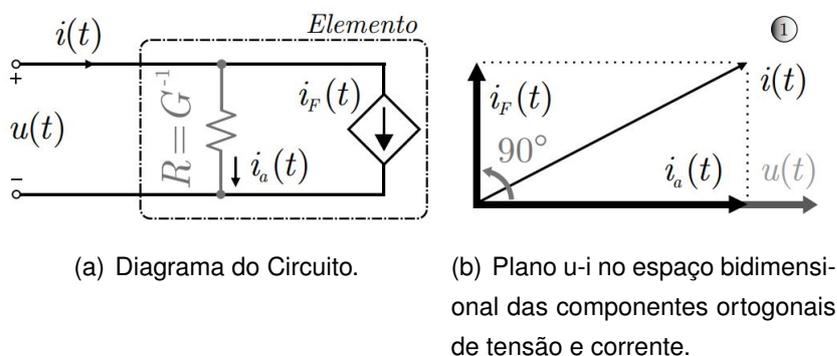
4 TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS

4.1 MODELO PROPOSTO

O engenheiro eletricitista polonês Stanislaw Fryze, no ano de 1932, propôs uma modelagem a respeito das definições de potência. Sua proposta foi baseada no domínio do tempo, o que dispensou a realização de análises em frequência, como vinha sendo alvitado por autores da época. Fryze apresentou a decomposição ortogonal não entre as parcelas de potência, mas sim em sua origem, as componentes da corrente: corrente ativa e corrente não ativa (SANTANA, 2017).

Do enunciado desta teoria é possível ilustrar a Figura 4.1(a), onde a corrente instantânea é decomposta através de um elemento qualquer de circuito. Respectivamente, $u(t)$ e $i(t)$ representam, a tensão e a corrente instantâneas que são aplicadas em um intervalo de tempo periódico, conforme a Figura 4.1(b).

Figura 4.1 – Representação da decomposição da corrente instantânea nas componentes ativa e não-ativa.



Fonte: Adaptado de (SANTOS et al., 2018)

Nos estudos originais de Fryze, o elemento genérico em questão tratava de carga monofásica passiva (FRYZE, 1932). Entretanto, sua abordagem pode ser utilizada em qualquer componente de um circuito com dois terminais. Mesclando a teoria de Fryze das potências e a lei das correntes de *Kirchhoff* tem-se

$$i(t) \triangleq i_a(t) \oplus i_F(t). \quad (4.1)$$

4.2 CORRENTE E POTÊNCIA ATIVA

A corrente ativa instantânea $i_a(t)$ está relacionada com a parcela da potência aparente instantânea especificada por Fryze (s_F) que é dissipada no resistor equivalente R (Figura 4.1(a)) em um período de comutação (T_s), ou seja, a potência ativa instantânea (p_a) gerada por $u(t)$ e $i(t)$ (IEEE, 2010). Assim sendo,

$$i_a(t) \triangleq \frac{P}{\|u(t)\|^2} u(t) = Gu(t) \quad (4.2)$$

Em resumo, a corrente ativa apresenta comportamento em fase com o sinal de tensão e mesma forma de onda, é a responsável pela Potência Ativa (P).

4.3 CORRENTE E POTÊNCIA NÃO-ATIVA

Em contrapartida, a corrente não-ativa (ou corrente de Fryze) $i_F(t)$ refere-se a parcela remanescente de $i(t)$ que não percorre a resistência R . É agente da potência não-ativa N (FRYZE, 1932). Abstratamente $i_F(t)$ percorre uma fonte de corrente controlada conectada em paralelo com R (Figura 4.1(a)) e sua definição matemática advém da Equação (4.1), resultando em

$$i_F(t) \triangleq i(t) \ominus i_a(t). \quad (4.3)$$

Esta corrente está vinculada a uma parcela residual, a uma circulação de energia que não necessariamente é transferida da fonte para a carga. Isto posto, de toda potência que transpassa o conversor, a fração que não se caracteriza como potência ativa pode ser estabelecida como Potência Não-Ativa (N). É importante salientar que esta quantidade não resulta em potência útil em qualquer frequência, sendo ainda nomeada como "potência fictícia" (ZIENTARSKI et al., 2018).

Cabe corroborar que a potência não-ativa não deve ser confundida com a potência reativa. Estas serão equivalentes apenas quando suas formas de onda forem puramente senoidais (STAUDT, 2008).

Tomando o valor eficaz de $i(t)$, verifica-se que os termos decompostos guardam a seguinte relação com

$$\|i(t)\|^2 = \|i_a(t)\|^2 + \|i_F(t)\|^2. \quad (4.4)$$

A equação (4.4) implica em

$$S_F^2 = P^2 + N^2. \quad (4.5)$$

que equivale à expressão da potência aparente (s_F) do elemento de circuito.

4.4 DEFINIÇÃO DE POTÊNCIA PROPOSTA POR FRYZE

Pelo fato de a teoria de potência proposta por Fryze utilizar uma abordagem no domínio do tempo, não necessitando, por sua vez, da decomposição dos sinais de tensões e correntes em suas componentes harmônicas (ALVES, 2019), as potências ativa e não-ativa podem ser escritas de maneira simples, da seguinte forma:

$$P \triangleq \|u(t)\| \cdot \|i_a(t)\| \quad (4.6)$$

e

$$N \triangleq \|u(t)\| \cdot \|i_F(t)\|. \quad (4.7)$$

4.5 DEFINIÇÃO DE PERDAS SEGUNDO A TEORIA DE FRYZE

Este trabalho foi realizado com fundamento ideal, isto é, não considera a existência de perdas ôhmicas nos seus elementos de circuito, porém se o fizesse a potência ativa poderia ser escrita como

$$P = R_p \cdot \|i(t)\|^2, \quad (4.8)$$

em que R_p representa a resistência parasita em que ocorreriam tais perdas. É relevante ter cautela para não confundir a resistência equivalente de Fryze com o parâmetro intrínseco relacionado a não-idealidade dos componentes.

A ideia da corrente ativa $i_a(t)$ é de grande destaque, entretanto sua interpretação como uma componente útil é errônea, pois a potência ativa não corresponde à potência útil e as parcelas ativas associadas às harmônicas geralmente não são úteis, mas sim prejudiciais ao sistema.

Por via de regra, se o elemento analisado for um resistor ideal, a corrente $i_F(t)$ será nula e haverá apenas circulação de potência ativa pelo par de terminais do dispositivo. Em contraponto, quando a teoria for aplicada em um elemento armazenador de energia ou chave semicondutora que não possuem perdas, existirá apenas potência não-ativa sendo produzida. Fato decorrente da condutância equivalente G assumindo valor nulo e por conseguinte a resistência R crescendo infinitamente.

5 REPRESENTAÇÃO VETORIAL DA TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS

A Teoria de Fryze das Potências é aceita e possui bases sólidas para aplicações em pares de terminais não-lineares, entretanto esta ferramenta não aborda circuitos em que os elementos estão posicionados diferentemente da ideia dos sistemas CA polifásicos. Esta seção visa desenvolver a fundamentação para a decomposição vetorial por partes das potências ativa e não-ativa para aplicação em conversores CC-CC. O ponto inicial é a preposição de que o valor eficaz encontrado nas equações de Fryze deriva do teorema de Pitágoras.

Na exploração de uma aplicação diferente da teoria de Fryze das potências, utilizaram-se seus fundamentos para desenvolver um método matemático que permita avaliar o processamento de potência em conversores CC-CC, no presente estudo tomou-se como referência o conversor *Ćuk*. Nesse sentido, experimentou-se uma metodologia envolvendo álgebra que implica em uma representação vetorial conduzida pelos princípios de Fryze, portanto desenvolveu-se uma sequência de procedimentos que tem como objetivo final atingir valores que traduzam uma avaliação sobre a eficiência do conversor.

5.1 FORMA DE ONDA ORIGINAL

Primeiramente estuda-se o comportamento da corrente do elemento em questão para descrevê-lo matematicamente, por consequência obtém-se sua forma de onda original. Este aspecto corriqueiramente é caracterizado por retas crescentes ou decrescentes.

5.2 FORMA DE ONDA COM *SMALL RIPPLE*

Como mencionado na Seção 3.2, os valores dos indutores devem ser suficientes para que o conversor opere em modo de condução contínua e com ondulação desprezível. Esta característica também é essencial para que seja possível e viável a representação vetorial conduzida pelos princípios de Fryze. Por esta razão os indutores foram projetados com *small ripple*, isto é, uma ondulação máxima de 7% na forma de onda. Consequência deste evento é a aproximação dos valores instantâneos para o valor médio.

5.3 DECOMPOSIÇÃO POR ETAPAS

O artifício da decomposição vetorial em função das etapas de operação do conversor não modifica as características originais da forma de onda, já que suas funções somadas resultam na função inicial. Dessa forma, as funções resultantes podem ser representadas por vetores no espaço e torna-se possível observar os ângulos envolvidos. Para que seja possível a aplicação do procedimento vetorial devem-se calcular os valores médios e eficazes dos elementos do Conversor *Ćuk*. Como o conversor foi projetado para apresentar *small ripple*, as correntes instantâneas correspondem às correntes médias.

5.3.1 Corrente Média do Indutor L_1 - Primeira Etapa

No cálculo da corrente média do indutor L_1 em sua primeira etapa, $i_{L_1}(t)$ equivale à I_{in} ,

$$I_{L_1^1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{L_1}(t) dt, \quad (5.1)$$

$$I_{L_1^1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} I_{in} dt, \quad (5.2)$$

$$I_{L_1^1} = D \cdot I_{in}. \quad (5.3)$$

5.3.2 Corrente Média do Indutor L_1 - Segunda Etapa

Durante a segunda etapa $i_{L_1}(t)$ continua mantendo seu valor de I_{in} ,

$$I_{L_1^2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{in} dt \quad (5.4)$$

$$I_{L_1^2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{DT}^T I_{L_1}(t) dt \quad (5.5)$$

$$I_{L_1^2} = (1 - D) \cdot I_{in} \quad (5.6)$$

5.3.3 Corrente Eficaz do Indutor L_1 - Primeira Etapa

No desenvolvimento posterior deste trabalho, serão de suma importância os valores eficazes por etapa de cada elemento. Dessa forma, calculando para o indutor L_1 em sua primeira etapa, tem-se:

$$I_{L_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{L_1^1}(t)^2 dt}, \quad (5.7)$$

$$I_{L_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} I_{in}^2 dt}, \quad (5.8)$$

$$I_{L_1^1_{rms}} = I_{in} \cdot \sqrt{D}. \quad (5.9)$$

5.3.4 Corrente Eficaz do Indutor L_1 - Segunda Etapa

Calculando o valor eficaz ainda do indutor L_1 em sua segunda etapa:

$$I_{L_1^2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{L_1^2}(t)^2 dt}, \quad (5.10)$$

$$I_{L_1^2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T I_{in}^2 dt}, \quad (5.11)$$

$$I_{L_1^2_{rms}} = I_{in} \cdot \sqrt{(1 - D)}. \quad (5.12)$$

5.3.5 Corrente Média do Indutor L_2 - Primeira Etapa

O mesmo cálculo aplicado para o indutor L_1 foi aplicado ao indutor L_2 , considerando agora que $i_{L_2^1}(t)$ vale I_{out} ,

$$I_{L_2^1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{L_2^1}(t) dt, \quad (5.13)$$

$$I_{L_2^1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} I_{out} dt, \quad (5.14)$$

$$I_{L_2^1} = D \cdot I_{out}. \quad (5.15)$$

5.3.6 Corrente Média do Indutor L_2 - Segunda Etapa

Assim como L_1 manteve o valor de sua corrente na segunda etapa, L_2 apresenta o mesmo comportamento:

$$I_{L_2^2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{L_2^2}(t) dt, \quad (5.16)$$

$$I_{L_2^2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{DT}^T I_{L_2^2}(t) dt, \quad (5.17)$$

$$I_{L_2^2} = (1 - D) \cdot I_{out}. \quad (5.18)$$

5.3.7 Corrente Eficaz do Indutor L_2 - Primeira Etapa

Calculando-se o valor eficaz do indutor L_2 na primeira etapa:

$$I_{L_2^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{L_2^1}(t)^2 dt}, \quad (5.19)$$

$$I_{L_2^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} I_{out}^2 dt}, \quad (5.20)$$

$$I_{L_2^1_{rms}} = I_{out} \cdot \sqrt{D}. \quad (5.21)$$

5.3.8 Corrente Eficaz do Indutor L_2 - Segunda Etapa

Já para a segunda etapa, o valor eficaz do indutor L_1 fica sendo:

$$I_{L_2^2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{L_2^2}(t)^2 dt}, \quad (5.22)$$

$$I_{L_2^2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T I_{out}^2 dt}, \quad (5.23)$$

$$I_{L_2^2_{rms}} = I_{out} \cdot \sqrt{(1 - D)}. \quad (5.24)$$

5.3.9 Corrente Média da Chave Semicondutora S_1 - Primeira Etapa

Durante a primeira etapa, a corrente da chave semicondutora é igual à soma das correntes de entrada e saída, logo para o cálculo de seu valor médio, tem-se:

$$I_{S_1^1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{S_1^1}(t) dt, \quad (5.25)$$

$$I_{S_1^1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} (I_{L_1} + I_{L_2}) dt, \quad (5.26)$$

$$I_{S_1^1} = D \cdot (I_{in} + I_{out}). \quad (5.27)$$

5.3.10 Corrente Média da Chave Semicondutora S_1 - Segunda Etapa

Na segunda etapa a condução está a cargo do diodo, portanto a chave está aberta,

$$I_{S_1^2} = 0. \quad (5.28)$$

5.3.11 Corrente Eficaz da Chave Semicondutora S_1 - Primeira Etapa

O valor eficaz da chave semicondutora resume-se apenas à primeira etapa, seu cálculo é dado por:

$$I_{S_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{S_1^1}(t)^2 dt}, \quad (5.29)$$

$$I_{S_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} (I_{L_1} + I_{L_2})^2 dt}, \quad (5.30)$$

$$I_{S_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} (I_{in} + I_{out})^2 dt}, \quad (5.31)$$

$$I_{S_1^1_{rms}} = (I_{in} + I_{out}) \cdot \sqrt{D}. \quad (5.32)$$

5.3.12 Corrente Eficaz da Chave Semicondutora S_1 - Segunda Etapa

Nesta etapa não há condução da chave, por consequência não há corrente eficaz,

$$I_{S_1 rms}^2 = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{S_1}^2(t) dt}, \quad (5.33)$$

$$I_{S_1 rms}^2 = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T 0 dt}, \quad (5.34)$$

$$I_{S_1 rms}^2 = 0. \quad (5.35)$$

5.3.13 Corrente Média do Diodo D_1 - Primeira Etapa

Na primeira etapa a condução está a cargo da chave, portanto o diodo está em corte,

$$I_{D_1} = 0. \quad (5.36)$$

5.3.14 Corrente Média do Diodo D_1 - Segunda Etapa

A corrente do diodo na segunda etapa é dada pela soma das correntes de entrada e saída, assim como ocorrera com a chave em sua primeira etapa:

$$I_{D_1} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{D_1}(t) dt, \quad (5.37)$$

$$I_{D_1} = \frac{1}{T} \cdot \int_{DT}^T (I_{L_1} + I_{L_2}) dt, \quad (5.38)$$

$$I_{D_1} = (1 - D) \cdot (I_{in} + I_{out}). \quad (5.39)$$

5.3.15 Corrente Eficaz do Diodo D_1 - Primeira Etapa

O diodo está cortado nesta etapa, portanto também não possui corrente eficaz neste momento,

$$I_{D_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{D_1^1}(t)^2 dt}, \quad (5.40)$$

$$I_{D_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} 0 dt}, \quad (5.41)$$

$$I_{D_1^1_{rms}} = 0. \quad (5.42)$$

5.3.16 Corrente Eficaz do Diodo D_1 - Segunda Etapa

O cálculo do valor eficaz do diodo em sua segunda etapa é dado por:

$$I_{D_1^2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{D_1^2}(t)^2 dt}, \quad (5.43)$$

$$I_{D_1^2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T (I_{L_1} + I_{L_2})^2 dt}, \quad (5.44)$$

$$I_{D_1^2_{rms}} = (I_{in} + I_{out}) \cdot \sqrt{(1 - D)}. \quad (5.45)$$

5.3.17 Corrente Média do Capacitor C_1 - Primeira Etapa

Durante a condução da chave o capacitor C_1 fica em série com o indutor L_2 adquirindo, portanto, a mesma corrente de saída.

$$I_{C_1^1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{C_1^1}(t) dt, \quad (5.46)$$

$$I_{C_1^1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} -I_{L_2^1}(t) dt, \quad (5.47)$$

$$I_{C_1^1} = -D \cdot I_{out}. \quad (5.48)$$

5.3.18 Corrente Média do Capacitor C_1 - Segunda Etapa

Durante a condução do diodo o capacitor C_1 fica em série com o indutor L_1 adquirindo, portanto, a mesma corrente de entrada,

$$I_{C_1^2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{C_1^2}(t) dt, \quad (5.49)$$

$$I_{C_1^2} = \frac{1}{T} \cdot \int_{DT}^T I_{L_1^2}(t) dt, \quad (5.50)$$

$$I_{C_1^2} = (1 - D) \cdot I_{in}. \quad (5.51)$$

5.3.19 Corrente Eficaz do Capacitor C_1 - Primeira Etapa

A corrente eficaz do capacitor C_1 na primeira etapa apresenta o mesmo valor do indutor L_2 na primeira etapa,

$$I_{C_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} i_{C_1^1}(t)^2 dt}, \quad (5.52)$$

$$I_{C_1^1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{DT} I_{out}^2 dt}, \quad (5.53)$$

$$I_{C_1^1_{rms}} = I_{out} \cdot \sqrt{D}. \quad (5.54)$$

5.3.20 Corrente Eficaz do Capacitor C_1 - Segunda Etapa

Na segunda etapa, o capacitor C_1 apresenta comportamento semelhante ao do indutor L_1 em sua segunda etapa.

$$I_{C_1^2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T i_{C_1^2}(t)^2 dt},$$

(5.55)

$$I_{C_{1rms}}^2 = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T I_{in}^2 dt}, \quad (5.56)$$

$$I_{C_{1rms}}^2 = I_{in} \cdot \sqrt{(1 - D)}. \quad (5.57)$$

5.4 DETERMINAÇÃO DA CORRENTE ATIVA

De acordo com Fryze, a corrente de um elemento pode ser fragmentada em duas componentes ortogonais, que são respectivamente a corrente ativa $i_a(t)$, que é responsável pela Potência Ativa (P), e a corrente não-ativa $i_F(t)$, que não produz potência útil (N).

Conforme explanado na Seção 4.5, este trabalho foi realizado com fundamento ideal, isto é, não considera a existência de perdas ôhmicas nos seus elementos de circuito. Dado este fato, se o elemento analisado não corresponder a um resistor ideal, a corrente $i_a(t)$ será nula,

$$i_a(t) = 0. \quad (5.58)$$

5.5 DETERMINAÇÃO DA CORRENTE NÃO-ATIVA

A corrente não-ativa $i_F(t)$ não produz potência útil. Refere-se à parcela remanescente da corrente instantânea $i(t)$ e seu valor é determinado pela Equação (4.3). Nos elementos em que não houver presença de corrente ativa haverá apenas circulação de potência não-ativa pelo par de terminais do dispositivo, como segue,

$$i_F(t) = i(t) \ominus i_a(t). \quad (5.59)$$

Pode-se concluir que em situação ideal a corrente não-ativa será igual a corrente do elemento,

$$i_F(t) = i(t). \quad (5.60)$$

O recurso da decomposição permite que as correntes não-ativas se relacionem da seguinte forma:

$$\|i_F(t)\| = \|i_{F1}(t) \oplus i_{F2}(t)\|, \quad (5.61)$$

em que as barras indicam o valor eficaz da variável e \oplus remete à soma ortogonal, portanto,

$$i_F = \sqrt{i_{F1}^2 + i_{F2}^2}. \quad (5.62)$$

5.6 DETERMINAÇÃO DA POTÊNCIA NÃO-ATIVA

Atendendo à circunstância de que as correntes e potências podem ter representação vetorial, a equação (4.7) permite que se entenda sua decomposição como um produto escalar entre a tensão eficaz $\|u(t)\|$ e cada componente eficaz de etapa: $\|i_{F1}(t)\|$ e $\|i_{F2}(t)\|$,

$$N = \|u(t)\| \cdot \|i_{F1}(t) \oplus i_{F2}(t)\|, \quad (5.63)$$

$$N_1 = \|u(t)\| \cdot \|i_{F1}(t)\|, \quad (5.64)$$

$$N_2 = \|u(t)\| \cdot \|i_{F2}(t)\|. \quad (5.65)$$

sabendo que \oplus denota soma ortogonal, é exequível a manipulação desta expressão em

$$N = \sqrt{\|u(t)\| \cdot \|i_{F1}(t)\|^2 + \|u(t)\| \cdot \|i_{F2}(t)\|^2}, \quad (5.66)$$

a reprodução desta equação usando a decomposição da própria potência não-ativa fica sendo

$$N = \sqrt{N_1^2 + N_2^2}. \quad (5.67)$$

Percebe-se então que para a obtenção das potências não-ativas é indispensável a dedução das tensões eficazes dos elementos.

5.6.1 Tensão RMS dos Indutores L_1 e L_2

A tensão eficaz dos indutores L_1 e L_2 é obtida através de:

$$V_{L_{1rms}} = V_{L_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{L_1}^2(t) dt}, \quad (5.68)$$

$$V_{L_{1rms}} = V_{L_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} v_{L_1}^2(t) dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T v_{L_1}^2(t) dt}, \quad (5.69)$$

$$V_{L_{1rms}} = V_{L_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{DT} V_{in}^2 dt + \int_{DT}^T V_{out}^2 dt \right)}, \quad (5.70)$$

$$V_{L_{1rms}} = V_{L_{2rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot [V_{in}^2 \cdot (DT) + V_{out}^2 \cdot (T - DT)]}, \quad (5.71)$$

$$V_{L_{1rms}} = V_{L_{2rms}} = V_{L_{2rms}} = \sqrt{V_{in}^2 \cdot D + V_{out}^2 \cdot (1 - D)}, \quad (5.72)$$

$$V_{L_{1rms}} = V_{L_{2rms}} = \sqrt{V_{in}^2 \cdot D + V_{in}^2 \cdot \frac{D^2}{(1 - D)^2} \cdot (1 - D)}, \quad (5.73)$$

$$V_{L_{1rms}} = V_{L_{2rms}} = V_{in} \cdot \sqrt{\frac{D}{(1 - D)}}. \quad (5.74)$$

5.6.2 Tensão RMS da Chave Semicondutora S_1

A sobre a chave semicondutora durante a primeira etapa equivale à tensão sobre o capacitor C_1 , ou seja, a soma das tensões de entrada e saída, calculando seu valor eficaz tem-se:

$$V_{S_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{S_1}^2(t) dt}, \quad (5.75)$$

$$V_{S_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} v_{S_1}^2(t) dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T v_{S_1}^2(t) dt}, \quad (5.76)$$

$$V_{S_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} 0 dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T v_{C_1}^2(t) dt}, \quad (5.77)$$

$$V_{S_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T (V_{in} + V_{out})^2 dt}, \quad (5.78)$$

$$V_{S_{1rms}} = (V_{in} + V_{out}) \cdot \sqrt{(1 - D)}. \quad (5.79)$$

5.6.3 Tensão RMS do Diodo D_1

O comportamento do diodo durante a segunda etapa é complementar ao da chave semicondutora na primeira, equivale à tensão do capacitor C_1 , logo, calculando-se o valor eficaz:

$$V_{D_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{DT}^T v_{D_1}^2(t) dt}, \quad (5.80)$$

$$V_{D_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} v_{D_1}^2(t) dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T v_{D_1}^2(t) dt}, \quad (5.81)$$

$$V_{D_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} v_{D_1}^2(t) dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T 0 dt}, \quad (5.82)$$

$$V_{D_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} (V_{in} + V_{out})^2 dt}, \quad (5.83)$$

$$V_{D_{1rms}} = (V_{in} + V_{out}) \cdot \sqrt{D}. \quad (5.84)$$

5.6.4 Tensão RMS do Capacitor C_1

A tensão sobre o capacitor C_1 durante ambas as etapas é o mesmo, portanto seu valor eficaz imita seu valor médio.

$$V_{C_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{C_1}^2(t) dt}, \quad (5.85)$$

$$V_{C_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{on}} v_{C_1}^2(t) dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^T v_{C_1}^2(t) dt}, \quad (5.86)$$

$$V_{C_{1rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{DT} (V_{in} + V_{out})^2 dt + \int_{DT}^T (V_{in} + V_{out})^2 dt \right)}, \quad (5.87)$$

$$V_{C_{1rms}} = (V_{in} + V_{out}). \quad (5.88)$$

5.6.5 Potência Não Ativa do Indutor L_1 - Primeira Etapa

Através da multiplicação das equações (5.9) e (5.74) consegue-se a expressão para a potência não-ativa do indutor L_1 decomposta em sua primeira etapa:

$$N_{L_1} = V_{L_{1rms}} \cdot I_{FL_{1rms}}, \quad (5.89)$$

$$N_{L_1^1} = I_{in} \cdot \sqrt{D} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{\frac{D}{(1-D)}}, \quad (5.90)$$

$$N_{L_1^1} = I_{in} \cdot V_{in} \cdot D \cdot \sqrt{\frac{1}{(1-D)}}. \quad (5.91)$$

5.6.6 Potência Não Ativa do Indutor L_1 - Segunda Etapa

Da multiplicação das equações (5.12) e (5.74):

$$N_{L_1^2} = V_{L_{1rms}} \cdot I_{FL_{1rms}}, \quad (5.92)$$

$$N_{L_1^2} = I_{in} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{(1-D)} \cdot \sqrt{\frac{D}{(1-D)}}, \quad (5.93)$$

$$N_{L_1^2} = I_{in} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{D}. \quad (5.94)$$

Empregando-se a equação (5.67) é possível confirmar a relação pitagórica entre as decomposições, logo sua aplicação é permitida nos demais elementos.

5.6.7 Potência Não Ativa do Indutor L_2 - Primeira Etapa

De (5.21) e (5.74) vêm

$$N_{L_2^1} = V_{L_{2rms}} \cdot I_{FL_{2rms}}, \quad (5.95)$$

$$N_{L_2^1} = I_{out} \cdot \sqrt{D} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{\frac{D}{(1-D)}}, \quad (5.96)$$

$$N_{L_2^1} = I_{out} \cdot V_{in} \cdot D \cdot \sqrt{\frac{1}{(1-D)}}. \quad (5.97)$$

5.6.8 Potência Não Ativa do Indutor L_2 - Segunda Etapa

Associando (5.24) e (5.74),

$$N_{L_2^2} = V_{L_2rms} \cdot I_{FL_2rms}, \quad (5.98)$$

$$N_{L_2^1} = I_{out} \cdot \sqrt{(1-D)} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{\frac{D}{(1-D)}}, \quad (5.99)$$

$$N_{L_2^1} = I_{out} \cdot V_{in} \cdot \sqrt{D}. \quad (5.100)$$

5.6.9 Potência Não Ativa da Chave Semicondutora S_1 - Primeira Etapa

Utilizando-se as equações (5.32) e (5.79),

$$N_{S_1^1} = V_{S_1rms} \cdot I_{FS_1rms}, \quad (5.101)$$

$$N_{S_1^1} = (I_{in} + I_{out}) \cdot \sqrt{D} \cdot (V_{in} + V_{out}) \cdot \sqrt{(1-D)}, \quad (5.102)$$

$$N_{S_1^1} = (I_{in} + I_{out}) \cdot (V_{in} + V_{out}) \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}. \quad (5.103)$$

5.6.10 Potência Não Ativa da Chave Semicondutora S_1 - Segunda Etapa

Neste estágio a chave não conduz, por consequência não há potência não-ativa sendo produzida,

$$N_{S_1^2} = 0. \quad (5.104)$$

5.6.11 Potência Não Ativa do Diodo D_1 - Primeira Etapa

Durante a condução da chave o diodo permanece em corte, logo não há potência não-ativa sendo produzida,

$$N_{D_1^1} = 0. \quad (5.105)$$

5.6.12 Potência Não Ativa do Diodo D_1 - Segunda Etapa

Relacionando-se equações (5.45) e (5.84),

$$N_{D_1^2} = V_{D_{1rms}} \cdot I_{D_{1rms}^2}, \quad (5.106)$$

$$N_{D_1^1} = (I_{in} + I_{out}) \cdot \sqrt{(1-D)} \cdot (V_{in} + V_{out}) \cdot \sqrt{D}, \quad (5.107)$$

$$N_{D_1^1} = (I_{in} + I_{out}) \cdot (V_{in} + V_{out}) \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)}. \quad (5.108)$$

5.6.13 Potência Não Ativa do Capacitor C_1 - Primeira Etapa

A relação entre as equações (5.54) e (5.88) fornece:

$$N_{C_1^1} = V_{C_{1rms}} \cdot I_{C_{1rms}^1} \quad (5.109)$$

$$N_{C_1^1} = I_{out} \cdot \sqrt{D} \cdot (V_{in} + V_{out}) \quad (5.110)$$

5.6.14 Potência Não Ativa do Capacitor C_1 - Segunda Etapa

Combinando (5.57) e (5.88):

$$N_{C_1^2} = V_{C_{1rms}} \cdot I_{C_{1rms}^2} \quad (5.111)$$

$$N_{C_1^2} = I_{in} \cdot \sqrt{(1-D)} \cdot (V_{in} + V_{out}) \quad (5.112)$$

5.7 ESPAÇOS VETORIAIS

Ao decompor as expressões e por consequência suas formas de onda, cada etapa assume comportamento em um eixo. Nesta representação o eixo x corresponde à primeira etapa e o eixo y à segunda.

É conhecido que a potência não-ativa deriva das variáveis de corrente não-ativa, então a multiplicação dos vetores \vec{i}_F pelo módulo dos seus respectivos vetores de tensão apenas escala o subespaço.

6 DESENVOLVIMENTO DO CENÁRIO PROPOSTO

6.1 PROJETO DOS ELEMENTOS ARMAZENADORES DE ENERGIA

6.1.1 Small Ripple

Segundo (HART, 2011), para que a corrente nos indutores permaneça constante, a corrente média deverá ser maior que a metade da variação da corrente. Todavia, pode-se utilizar um *ripple* pré-determinado para o projeto.

Ripple é o componente de corrente ou tensão alternada que se sobrepõe ao valor médio desta. Para que os indutores e capacitores utilizados sejam grandes o suficiente de forma que tornem o ripple desprezível, determinou-se de 7% para o indutor e 5% para o capacitor. Assim:

$$\frac{\Delta i_L}{I_L} = 7\% \quad (6.1)$$

e

$$\frac{\Delta v_C}{V_C} = 5\%. \quad (6.2)$$

Desta forma, simplificam-se as análises, as formas de onda são consideradas constantes em cada subintervalo do período.

6.1.2 Equação para os Indutores

Pode-se calcular a variação na corrente do indutor examinando sua tensão. Na etapa em que a chave conduz, para o indutor L_1 tem-se

$$v_{L_1}(t) = V_{in} = L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt}, \quad (6.3)$$

$$\int_0^{DT} V_{in} dt = \int_0^{DT} L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} dt, \quad (6.4)$$

$$V_{in} \cdot (DT - 0) = L_1 \cdot [i_{L_1}(DT) - i_{L_1}(0)], \quad (6.5)$$

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L_1}. \quad (6.6)$$

Utilizando as equações (6.1) e (6.6) consegue-se a fórmula para dimensionar o indutor L_1 . O valor médio da corrente do indutor é a corrente de entrada do conversor e pode-se ainda relacioná-la com a corrente de saída através do ganho, o mesmo pode ser aplicado às tensões,

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{0,07 \cdot I_{in}} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D) \cdot D \cdot (1 - D) \cdot T}{0,07 \cdot D \cdot D \cdot I_{out}},$$

$$L_1 = \frac{V_{out} \cdot (1 - D)^2 \cdot T}{0,07 \cdot I_{out} \cdot D}. \quad (6.7)$$

Para o indutor L_2 , utilizando a tensão na etapa em que o diodo conduz chega-se em

$$v_{L_2}(t) = V_{out} = L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt}, \quad (6.8)$$

$$\int_{DT}^T V_{out} dt = \int_{DT}^T L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} dt, \quad (6.9)$$

$$V_{out} \cdot (T - DT) = L_2 \cdot [i_{L_2}(T) - i_{L_2}(DT)], \quad (6.10)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D) \cdot T}{L_2}. \quad (6.11)$$

A fórmula para dimensionar o indutor L_2 advém das equações (6.1) e (6.11). O valor médio da corrente do indutor é a corrente de saída do conversor,

$$L_2 = \frac{V_{out} \cdot (1 - D) \cdot T}{0,07 \cdot I_{out}} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D) \cdot T}{0,07 \cdot I_{out}}. \quad (6.12)$$

6.1.3 Equação para o Capacitor Intermediário

Pode-se estimar o *ripple* em C_1 calculando a variação de $v_{C_1}(t)$ na segunda etapa em que $i_{L_1}(t)$, $i_{C_1}(t)$ e $i_{in}(t)$ são iguais. Assumindo o valor médio dessas correntes (I_{in}), e utilizando a expressão da corrente do capacitor, tem-se:

$$i_{C_1}(t) = I_{in} = C_1 \cdot \frac{dv_{C_1}(t)}{dt}, \quad (6.13)$$

$$\int_{DT}^T I_{in} dt = \int_{DT}^T C_1 \cdot \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} dt, \quad (6.14)$$

$$I_{in} \cdot (T - DT) = C_1 \cdot [v_{C_1}(T) - v_{C_1}(DT)]. \quad (6.15)$$

Aplicando-se a relação do ganho do conversor com as correntes de entrada e saída,

$$\Delta v_{C_1} = \frac{I_{in} \cdot (1 - D) \cdot T}{C_1} = \frac{I_{out} \cdot D \cdot (1 - D) \cdot T}{C_1 \cdot (1 - D)} = \frac{I_{out} \cdot D \cdot T}{C_1}, \quad (6.16)$$

e associando (6.2) e (6.17),

$$C_1 = \frac{I_{out} \cdot D \cdot T}{0,05 \cdot V_{C_1}}. \quad (6.17)$$

A tensão do capacitor C_1 é constante e corresponde à soma das tensões de entrada e saída, utilizando esta correspondência define-se a expressão para dimensionar o capacitor intermediário,

$$C_1 = \frac{I_{out} \cdot D \cdot T}{0,05 \cdot (V_{in} + V_{out})}. \quad (6.18)$$

6.1.4 Equação para o Capacitor de Saída

Para o projeto do capacitor C_{out} , deve-se considerar a equação de sua carga,

$$Q_{out} = C_{out} \cdot V_{C_{out}}. \quad (6.19)$$

Assumindo que toda a componente de ondulação do indutor flua pelo capacitor e que sua componente média flua através do resistor, a área do triângulo (forma de onda de sua corrente) representa uma carga adicional ΔQ . A base corresponde à metade do intervalo T e a altura corresponde à metade da variação de corrente Δi_{L_2} . Portanto, a tensão pico-a-pico de *ripple* $\Delta v_{C_{out}}$ pode ser escrita como

$$\Delta Q_{out} = C_{out} \cdot \Delta v_{C_{out}}, \quad (6.20)$$

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i_{L_2}}{2} = C_{out} \cdot \Delta v_{C_{out}}, \quad (6.21)$$

$$\Delta v_{C_{out}} = \frac{T \cdot \Delta i_{L_2}}{8 \cdot C_{out}}, \quad (6.22)$$

a variação de corrente Δi_{L_2} foi deduzida em (6.11),

$$\Delta v_{C_{out}} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D) \cdot T^2}{8 \cdot L_2 \cdot C_{out}}. \quad (6.23)$$

Inserindo a relação de *ripple* (6.2) e considerando o fato de a tensão média do capacitor corresponder à tensão de saída:

$$C_{out} = \frac{V_{out} \cdot (1 - D) \cdot T^2}{8 \cdot L_2 \cdot V_{out} \cdot 0,05} = \frac{(1 - D) \cdot T^2}{8 \cdot L_2 \cdot 0,05}. \quad (6.24)$$

6.1.5 Especificações do projeto

Considerando a etapa de carregamento do banco de baterias, tem-se o seguinte conjunto de especificações:

- $V_{out} = 123 \text{ V}$;
- $I_{out} = 0.7 \text{ A}$;
- $V_{in} = 288 \text{ V}$;
- $f_S = 50 \text{ kHz}$;
- $T_S = 20 \text{ } \mu\text{s}$;
- $R_{out} = 175,71 \text{ } \Omega$.

6.1.6 Projeto dos Indutores

Apesar de apenas o cenário de carregamento do banco de baterias ser objeto deste trabalho, a fim de investigar as indutâncias e capacitâncias a serem utilizadas analisaram-se ambas as situações, carga e descarga do conjunto barramento/banco de baterias.

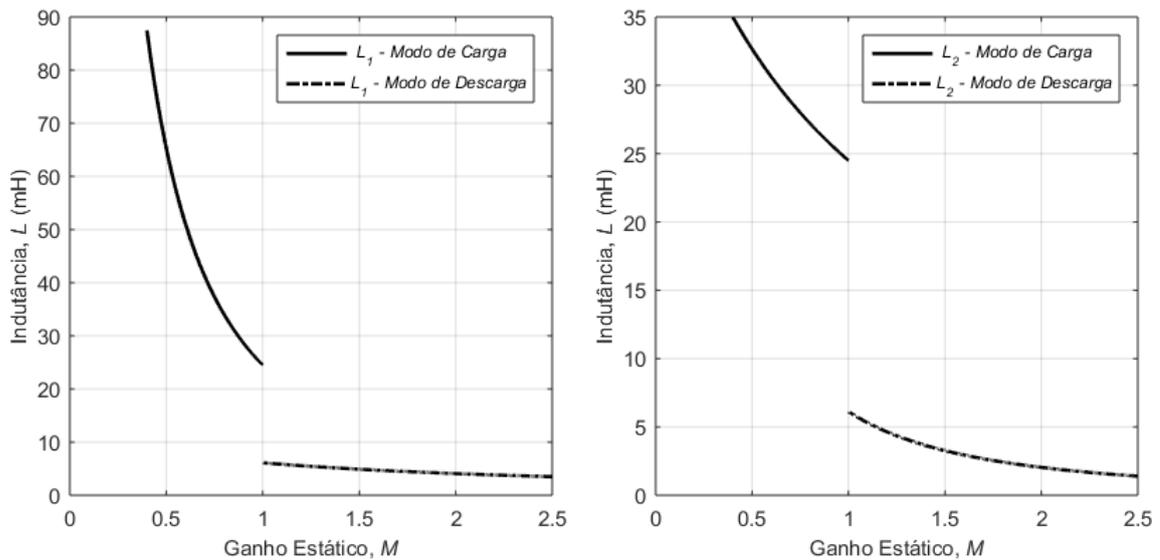
Primeiramente, a tensão de entrada V_{in} foi mantida fixa em 288 V e a razão cíclica decrementada até a tensão de saída V_{out} alcançar 123 V. Tais valores correspondem a associação série de 9 baterias cujas tensões nominais são comercialmente padronizadas em 12 V. Além disso, a carga utilizada possui uma resistência de aproximadamente 175,71 Ω . Dessa forma, o ganho estático de tensão do Conversor \acute{C} uk no modo de carga varia na faixa de 0,4 - 1.

Posteriormente foi estudada a situação de descarga, onde a tensão de entrada V_{in} foi representada pelo banco de baterias e mantida fixa em 123 V, e a razão cíclica foi agora

incrementada até a tensão de saída V_{out} alcançar 288 V. Nesta circunstância, o ganho estático de tensão do Conversor Ćuk no modo de descarga varia na faixa de 1 - 2.5.

Aplicando-se as equações (6.7) e (6.12), o comportamento do ganho estático em função dos valores das indutâncias pode ser conferido nas Figuras 6.2(a) e 6.2(b).

Figura 6.1 – Comportamento do Ganho Estático em Função das Indutâncias.



(a) Ganho Estático M versus Indutância L_1 .

(b) Ganho Estático M versus Indutância L_2 .

Fonte: Própria Autora.

Como resultado dos gráficos as indutâncias adotadas foram de 82,1 mH para L_1 e 35,2 mH para L_2 .

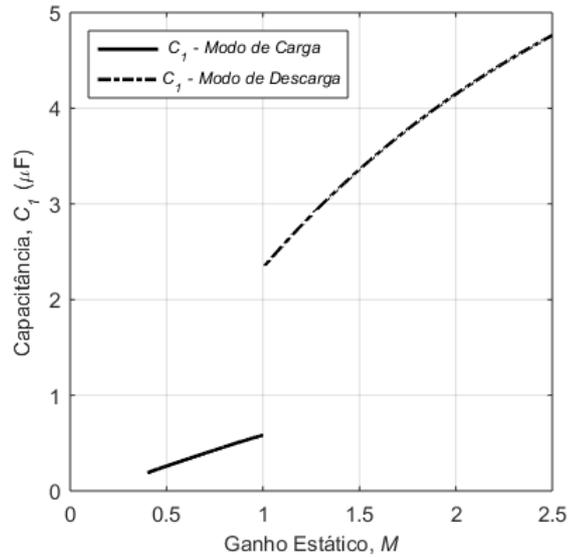
6.1.7 Projeto do Capacitor Intermediário

O Conversor Ćuk possui um capacitor intermediário C_1 que é o responsável pela transferência de energia da entrada para a saída, isso torna necessário o uso de um componente que suporte correntes relativamente elevadas. A tensão média sobre C_1 é a soma das tensões de entrada e de saída.

Novamente aplicou-se o estudo do processo de carga através do decremento da razão cíclica e em seguida o inverso para analisar a descarga.

Utilizando equação (6.18), o comportamento do ganho estático em função do valor da capacitância de C_1 pode ser examinado através da Figura 6.2.

Figura 6.2 – Comportamento do Ganho Estático em Função da Capacitância C_1 .



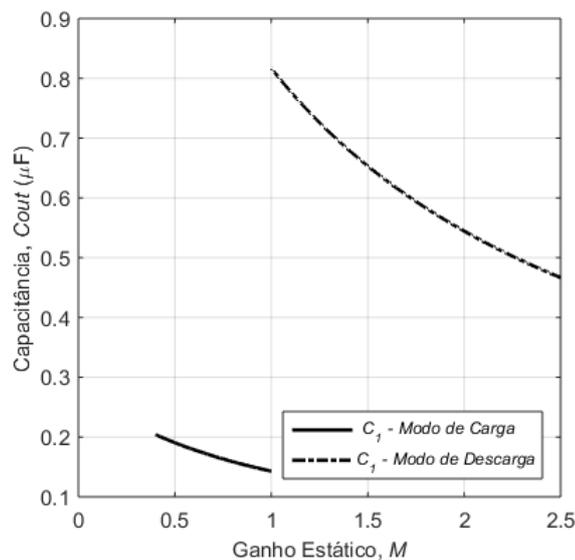
Fonte: Própria Autora.

Logo a capacitância adotada foi de $4.8 \mu\text{F}$ para C_1 .

6.1.8 Projeto do Capacitor de Saída

A dedução realizada em (6.24) em conjunto com o comportamento do ganho estático fornece a Figura 6.3 para a capacitância de saída.

Figura 6.3 – Comportamento do Ganho Estático em Função da Capacitância C_{out} .



Fonte: Própria Autora.

Conseqüentemente, a capacitância adotada foi de $0,8166 \mu\text{F}$ para C_{out} .

6.2 PROJETO DO BANCO DE BATERIAS

Conforme apresentado no cenário, o armazenamento de energia também é objeto de estudo. O barramento CC de 288 V (microrrede) é o responsável por carregar o banco de baterias.

6.2.1 Modelo Adotado

Para o projeto do banco de baterias primeiramente define-se qual modelo será utilizado como base de especificações e dados. Optou-se pela Bateria Selada *VLRA 12-7Ah Get Power GP12-7*, que tem como principais aplicações Sistemas de Energia para Subestações, Telecomunicações, Equipamentos Médicos, Sistemas de Alarmes e Segurança, Sistemas de Energia Alternativa (Solar, Eólica, etc), entre outros. As especificações da bateria para temperatura de 25°C são apresentadas no Quadro 6.1.

Quadro 6.1 – Especificações da bateria VLRA 12-7Ah Get Power GP12-7.

Tensão nominal por unidade	12
Resistência interna aproximada	23 m Ω
Tensão de flutuação média por unidade	13,65
Capacidade	7 Ah
Uso cíclico Corrente inicial menor que 2.1A.	Tensão de carga 14.4V 15.0V
Uso em flutuação Corrente inicial menor que 2.1A.	Tensão de carga 13.5V 13.8V

Fonte: Adaptado de UNIPOWER (2019).

6.2.2 Tensão de Flutuação

Um importante fator que influencia a vida útil de uma bateria é a tensão de flutuação ao qual ela será submetida de modo permanente no equipamento. Para 25°C a tensão de flutuação, no caso das baterias UNIPOWER é de 13,50V a 13,80V. O fabricante recomenda que a tensão ajustada no carregador seja de 13,65V, que corresponde à média entre a faixa máxima e mínima. Desta forma a bateria estará operando numa tensão adequada mesmo que hajam variações mínimas na temperatura ambiente.

Tensões abaixo da mínima estabelecida causam a sulfatação das placas das baterias. A sulfatação é quando a bateria não “segura” mais carga, causando a redução da

vida útil. Assim como tensões acima da máxima estabelecida causam a sobrecarga das baterias e morte prematura.

A fim de determinar o número de baterias (N_{bat}) que serão necessárias para obter a tensão desejada, divide-se a tensão do lado de baixa do conversor (onde estará localizado o banco de baterias), pela tensão de flutuação cada unidade,

$$N_{bat} = \frac{V_{banco}}{V_{unidade}} = \frac{123}{13,65} = 9. \quad (6.25)$$

6.2.3 Tipos de Carga

Habitualmente são empregados diferentes tipos de recarga para baterias, são elas:

6.2.3.1 Carga Rápida

Não recomendada para baterias chumbo ácido, devendo ser utilizada somente em situações de emergência. Neste caso, os fabricantes recomendam que a corrente não ultrapasse 30% da nominal e que a tensão permaneça limitada em 14,4 V. Deve-se também manter a temperatura inferior a $50^{\circ}C$, pois o superaquecimento da bateria pode danificá-la ou ainda provocar acidentes pela explosão do ácido.

6.2.3.2 Carga Lenta

É o método mais utilizado e recomendado pelos fabricantes, afirma que deve-se recarregar com valores entre 10% e 20% da capacidade de corrente nominal da bateria.

6.2.3.3 Carga Super Lenta

Trata-se do método ideal para a durabilidade da bateria e uma carga completa, deve ser empregado abaixo de 10% da corrente nominal da bateria.

Assim sendo, para evitar possíveis sobreaquecimentos e desgastes considera-se a carga super lenta. Isto posto, baterias de 7Ah requerem uma corrente de carga de 0,7 A, a resistência (carga) que representa nesta situação a própria bateria tem seu valor calculado

através de

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{123}{0,7} = 175,71\Omega. \quad (6.26)$$

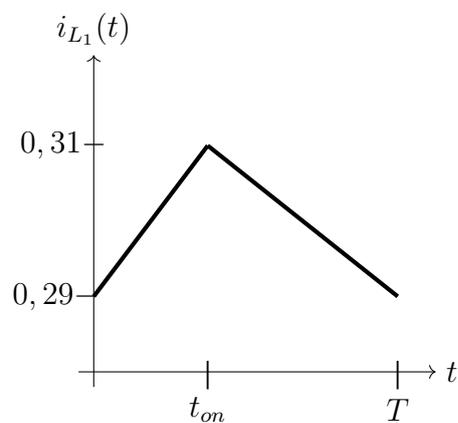
7 APLICAÇÃO DA REPRESENTAÇÃO VETORIAL DA TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS NO CENÁRIO PROPOSTO

Nesta seção serão aplicadas as metodologias discutidas e serão calculados os parâmetros importantes para a estimativa do processamento. Conforme apresentado na seção 5.1 o procedimento consiste em tomar a expressão e a forma de onda original do elemento, aplicar a ela uma ondulação máxima, decompô-la em etapas de operação, determinar as correntes ativas e não-ativas e por fim calcular a quantia de potência não-ativa processada, construindo assim, sua representação vetorial.

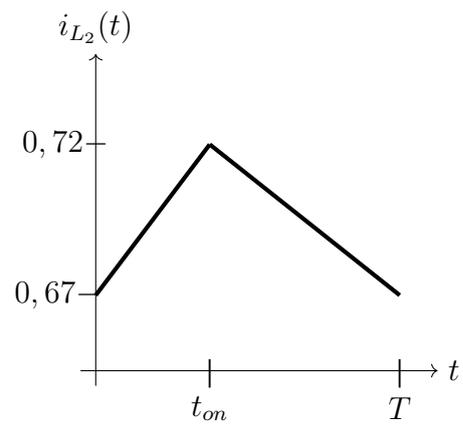
7.1 FORMAS DE ONDA ORIGINAIS

Do equacionamento para variáveis instantâneas realizado na seção 3.4 e aplicando os valores das especificações de projeto, pode-se observar as formas de onda dos elementos do conversor *Ćuk*.

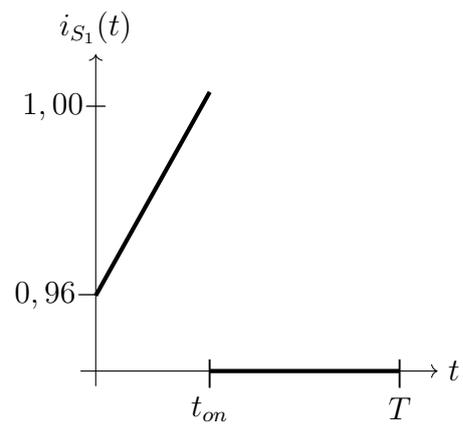
Figura 7.1 – Correntes instantâneas do Indutor L_1 .



Fonte: Própria Autora.

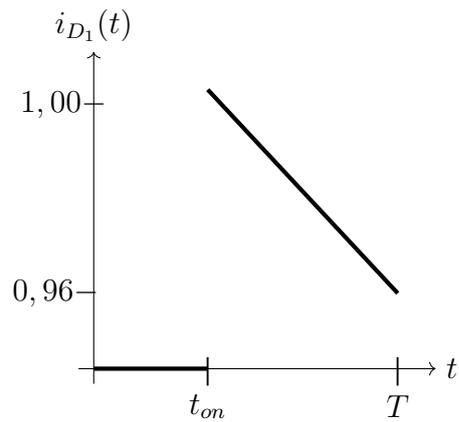
Figura 7.2 – Correntes instantâneas do Indutor L_2 .

Fonte: Própria Autora.

Figura 7.3 – Correntes instantâneas da Chave S_1 .

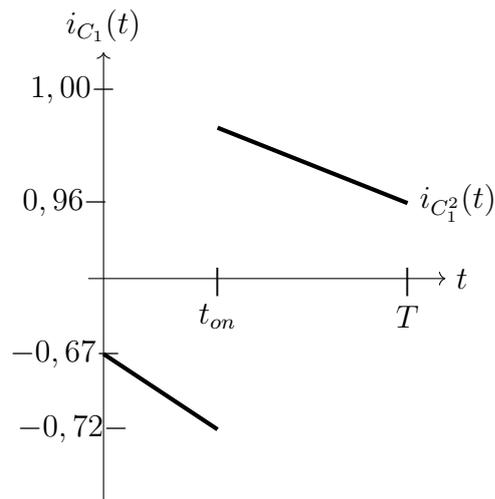
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.4 – Correntes instantâneas do Diodo D_1 .



Fonte: Própria Autora.

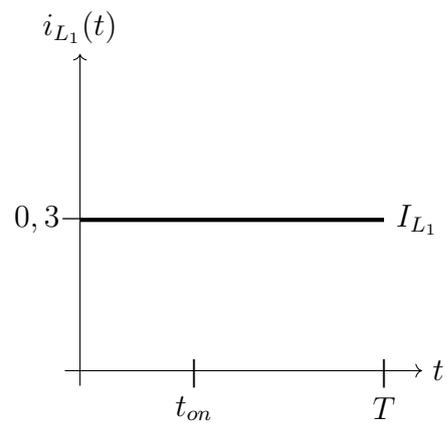
Figura 7.5 – Correntes instantâneas do Capacitor C_1 .



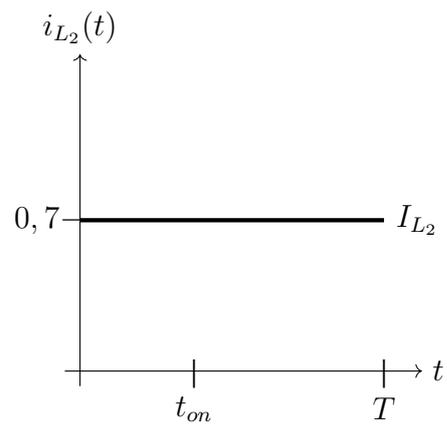
Fonte: Própria Autora.

7.2 FORMAS DE ONDA COM SMALL RIPPLE

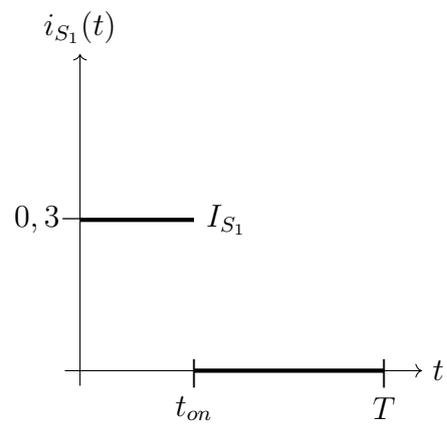
Executado o projeto dos elementos para garantir *small ripple*, é possível substituir as expressões instantâneas pelos valores médios e por consequência as formas de onda passam a ser constantes. Os valores médios foram deduzidos na seção 5.3. Aplicando as especificações obtém-se:

Figura 7.6 – Correntes médias decompostas do Indutor L_1 .

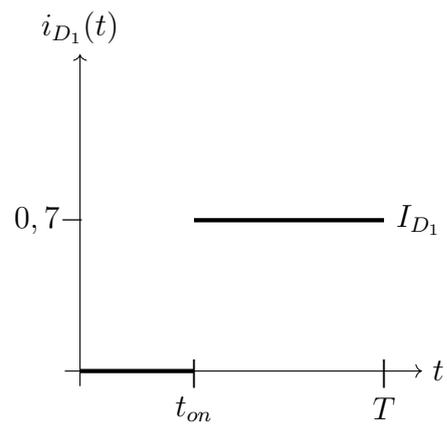
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.7 – Correntes médias decompostas do Indutor L_2 .

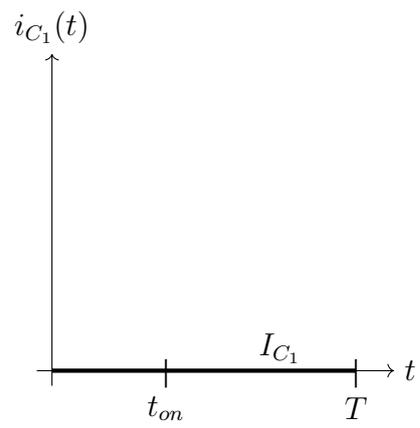
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.8 – Correntes médias decompostas da Chave S_1 .

Fonte: Própria Autora.

Figura 7.9 – Correntes médias decompostas do Diodo D_1 .

Fonte: Própria Autora.

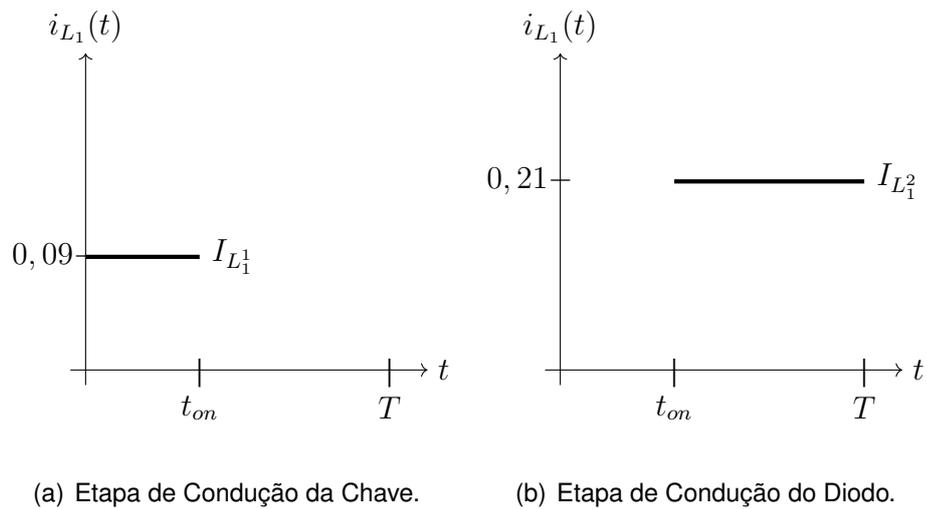
Figura 7.10 – Correntes médias decompostas do Capacitor C_1 .

Fonte: Própria Autora.

7.3 DECOMPOSIÇÃO POR ETAPAS

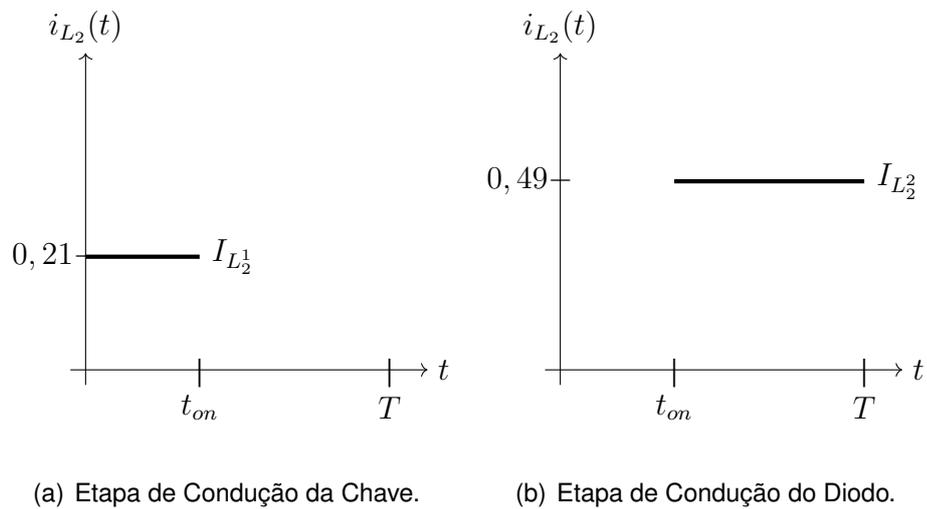
As funções e formas de onda decompostas, quando somadas resultam na função original. Pode-se observar seu comportamento através das figuras, como segue:

Figura 7.11 – Correntes médias decompostas do Indutor L_1 .



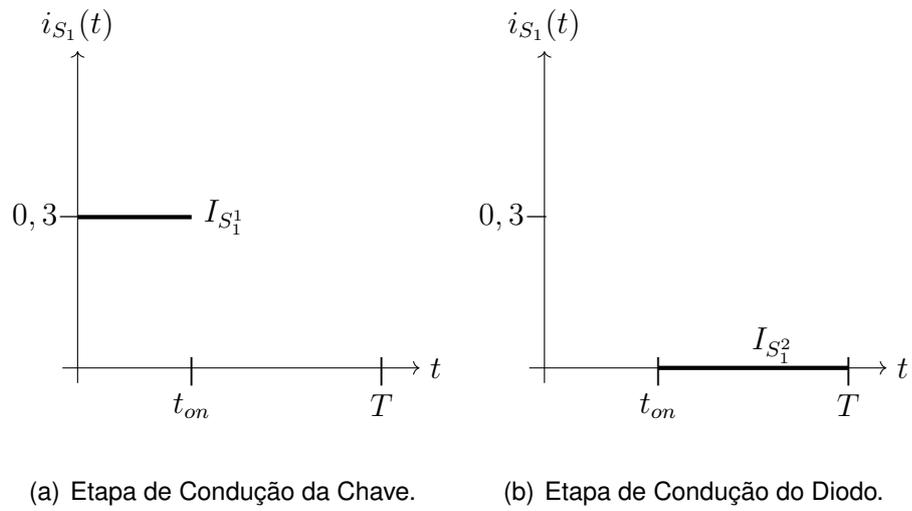
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.12 – Correntes médias decompostas do Indutor L_2 .



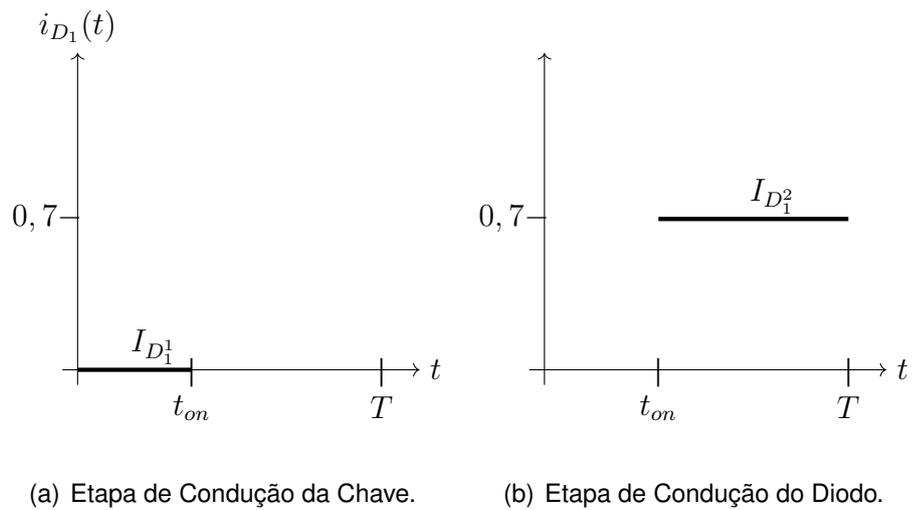
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.13 – Correntes médias decompostas da Chave S_1 .



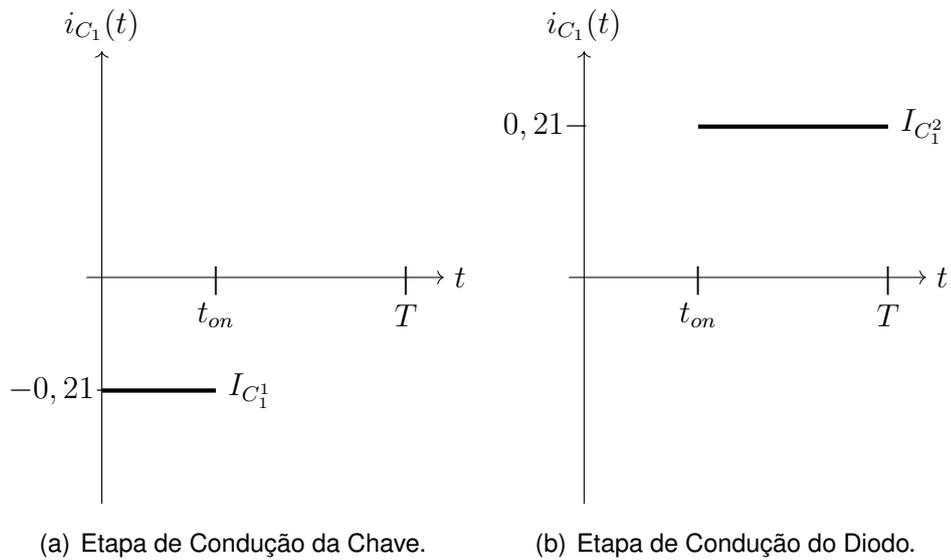
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.14 – Correntes médias decompostas do Diodo D_1 .



Fonte: Própria Autora.

Figura 7.15 – Correntes médias decompostas do Capacitor C_1 .

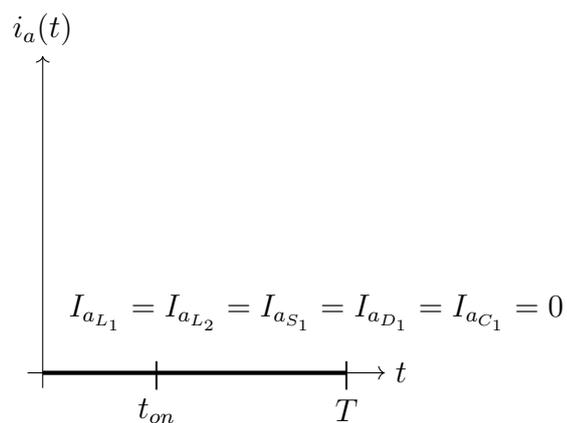


Fonte: Própria Autora.

7.4 DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES ATIVAS

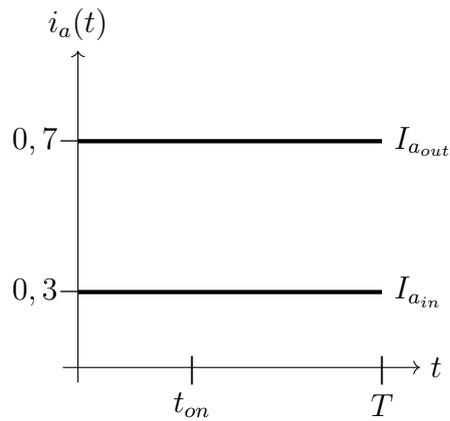
Relembrando que está sendo considerada situação ideal, a corrente $i_a(t)$ será nula nos elementos armazenadores de energia.

Figura 7.16 – Correntes não-ativas dos elementos armazenadores de energia.



Fonte: Própria Autora.

Figura 7.17 – Correntes ativas da entrada e saída do Conversor *Cúk*.

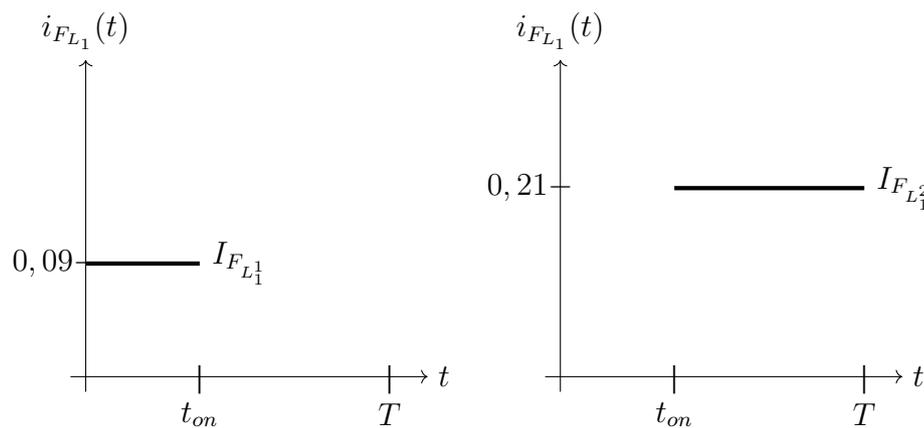


Fonte: Própria Autora.

7.5 DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES NÃO-ATIVAS

Nas situações em que não houver corrente ativa, a não-ativa será igual à corrente original. Nas demais deve-se realizar a subtração apresentada em (5.59), como é o caso da entrada e saída, que resultam em nenhum valor não-ativo, por isso suas formas de onda foram suprimidas nesta seção.

Figura 7.18 – Correntes não-ativas decompostas do Indutor L_1 .

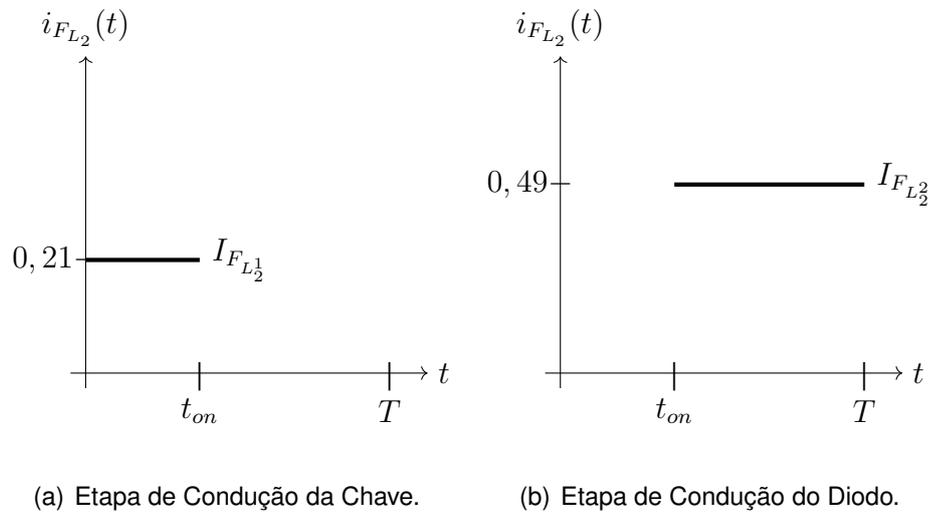


(a) Etapa de Condução da Chave.

(b) Etapa de Condução do Diodo.

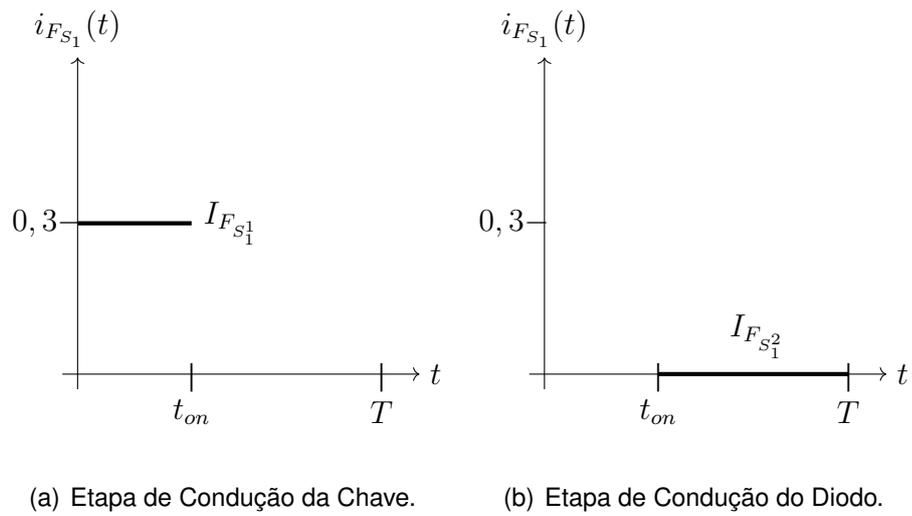
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.19 – Correntes não-ativas decompostas do Indutor L_2 .



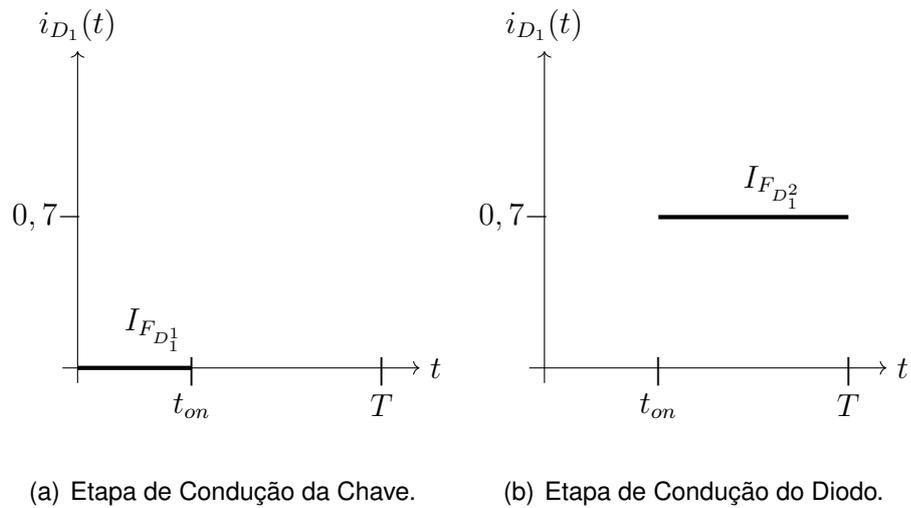
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.20 – Correntes não-ativas decompostas da Chave S_1 .



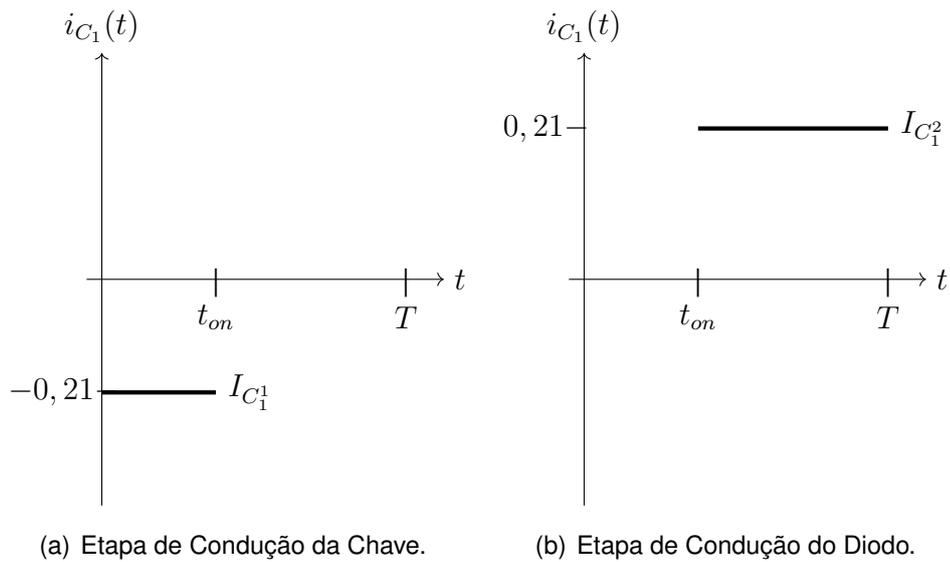
Fonte: Própria Autora.

Figura 7.21 – Correntes não-ativas decompostas do Diodo D_1 .



Fonte: Própria Autora.

Figura 7.22 – Correntes não-ativas decompostas do Capacitor C_1 .



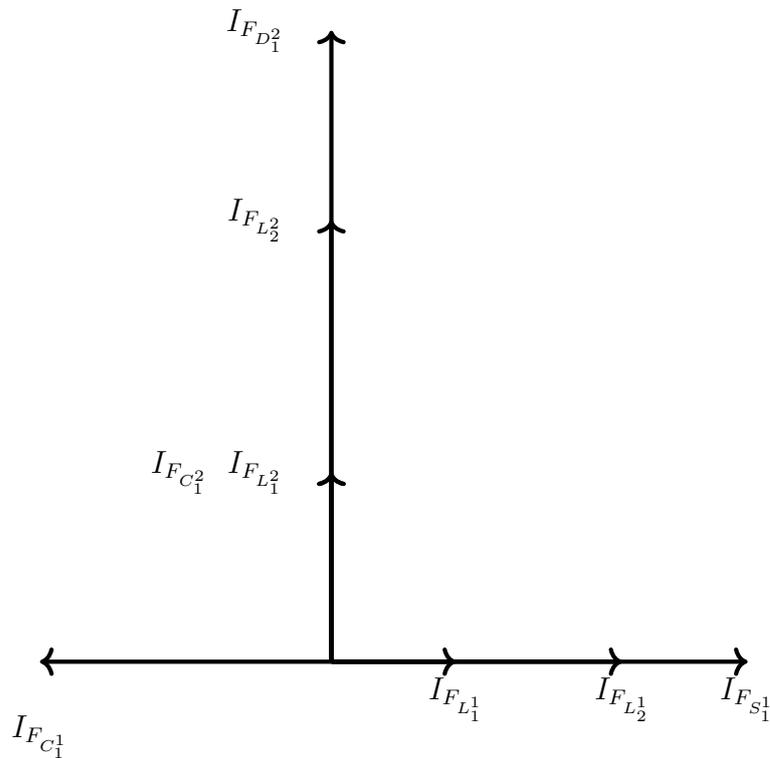
Fonte: Própria Autora.

Deve-se atentar ao valor médio negativo da primeira etapa deste elemento, pois esta característica virá a impactar no sentido do vetor correspondente.

7.6 ESPAÇO VETORIAL DAS CORRENTES NÃO-ATIVAS

Os módulos dos vetores das correntes não-ativas são obtidos através do cálculo do valor eficaz da sua função sem ondulação, no caso, aplicado às formas de onda da seção 7.5. O sentido dos vetores é observado pelo sinal do valor médio decomposto. Cada etapa assume comportamento em um eixo. Nesta representação o eixo x corresponde à primeira etapa e o eixo y à segunda. A resultante pode ser obtida através da soma vetorial ortogonal.

Figura 7.23 – Disposição dos vetores de corrente não-ativa em cada semiciclo.



Fonte: Própria Autora.

Tomando em particular a razão cíclica $D = 0,3$ que corresponde ao ganho responsável pelos 123 V de saída, monta-se a Tabela 7.1.

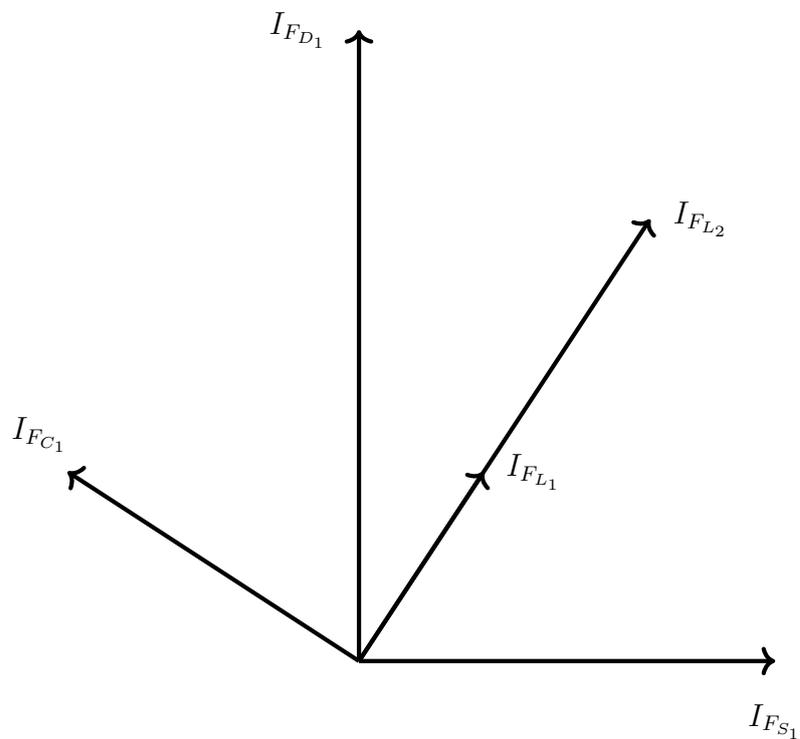
Os vetores resultantes decorrem da aplicação da soma ortogonal, conforme mencionado na equação (5.62). Seu espaço vetorial é demonstrado na figura 7.24 e seus valores reunidos na tabela 7.2.

Tabela 7.1 – Correntes não-ativas decompostas por etapa dos elementos do conversor *Ćuk*.

Elemento	1 ^a Etapa	2 ^a Etapa
Indutor L_1	0,1653	0,2523
Indutor L_2	0,3853	0,5882
Chave S_1	0,5506	0
Diodo D_1	0	0,8406
Capacitor C_1	-0,3853	0,2523

Fonte: Própria autora.

Figura 7.24 – Disposição dos vetores de corrente não-ativa resultantes.



Fonte: Própria Autora.

Tabela 7.2 – Correntes não-ativas resultantes dos elementos do conversor *Ćuk*.

Elemento	Corrente Não-Ativa
Indutor L_1	0,3016
Indutor L_2	0,6979
Chave S_1	0,5506
Diodo D_1	0,8406
Capacitor C_1	0,4605

Fonte: Própria autora.

7.7 DETERMINAÇÃO DAS POTÊNCIAS NÃO-ATIVAS

Em concordância com as equações (5.64) e (5.65), a multiplicação dos valores eficazes das correntes não-ativas dos elementos pelo valor eficaz de suas respectivas tensões fornece a potência não ativa, portanto o subespaço das correntes é apenas escalado. Outras formas de se obter este valor foram demonstradas na Seção (5.6).

7.7.1 Potência Não-Ativa do Indutor L_1

Para o indutor L_1 , as equações (5.91) e (5.94) trazem:

$$N_{L_1^1} = 0,3 \cdot 288 \cdot 0,3 \cdot \sqrt{\frac{1}{(1 - 0,3)}} = 30,98 \text{ Var} \quad (7.1)$$

$$N_{L_1^2} = 0,3 \cdot 288 \cdot \sqrt{0,3} = 47,32 \text{ Var} \quad (7.2)$$

7.7.2 Potência Não-Ativa do Indutor L_2

Para o indutor L_2 , as equações são (5.91) e (5.94) trazem:

$$N_{L_2^1} = 0,7 \cdot 288 \cdot 0,3 \cdot \sqrt{\frac{1}{(1 - 0,3)}} = 72,28 \text{ Var} \quad (7.3)$$

$$N_{L_2^2} = 0,7 \cdot 288 \cdot \sqrt{0,3} = 110,42 \text{ Var} \quad (7.4)$$

7.7.3 Potência Não-Ativa da Chave Semicondutora S_1

Para a chave S_1 , apenas a equação (5.103) se faz necessária, pois na segunda etapa seu valor é nulo.

$$N_{S_1^1} = (0,3 + 0,7) \cdot (288 + 123) \cdot \sqrt{0,3 \cdot (1 - 0,3)} = 188,34 \text{ Var} \quad (7.5)$$

7.7.4 Potência Não-Ativa do Diodo D_1

Complementar ao comportamento da chave, para o diodo D_1 , apenas a equação (5.108) importa.

$$N_{D_1} = (0,3 + 0,7) \cdot (288 + 123) \cdot \sqrt{0,3 \cdot (1 - 0,3)} = 188,34 \text{ Var} \quad (7.6)$$

7.7.5 Potência Não-Ativa do Capacitor C_1

Por fim, para o capacitor C_1 tem-se as equações

$$N_{C_1} = 0,7 \cdot \sqrt{0,3} \cdot (288 + 123) = 157,58 \text{ Var} \quad (7.7)$$

$$N_{C_2} = 0,3 \cdot \sqrt{(1 - 0,3)} \cdot (288 + 123) = 103,16 \text{ Var} \quad (7.8)$$

Utilizando as equações descritas, o comportamento gráfico das potências não-ativas dos elementos em função do ganho estático pode ser conferido na Figura 7.25.

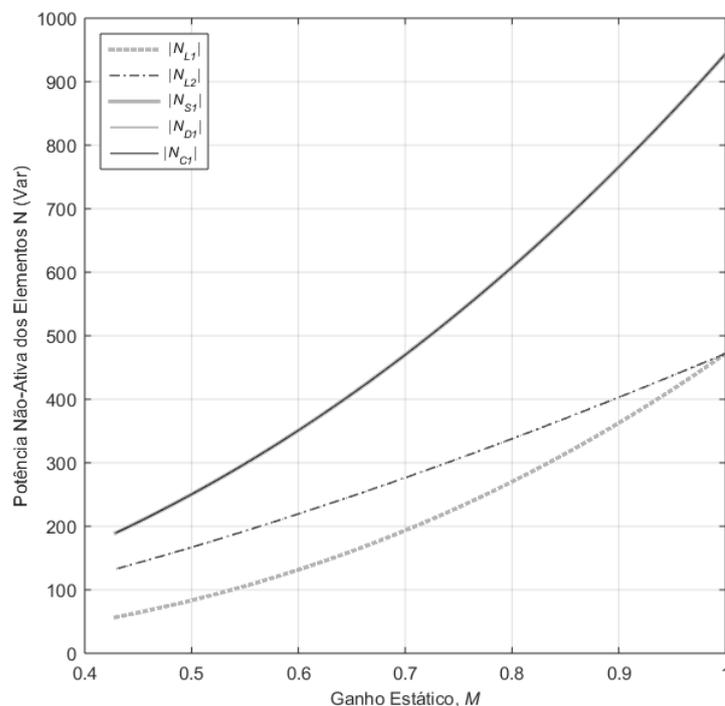


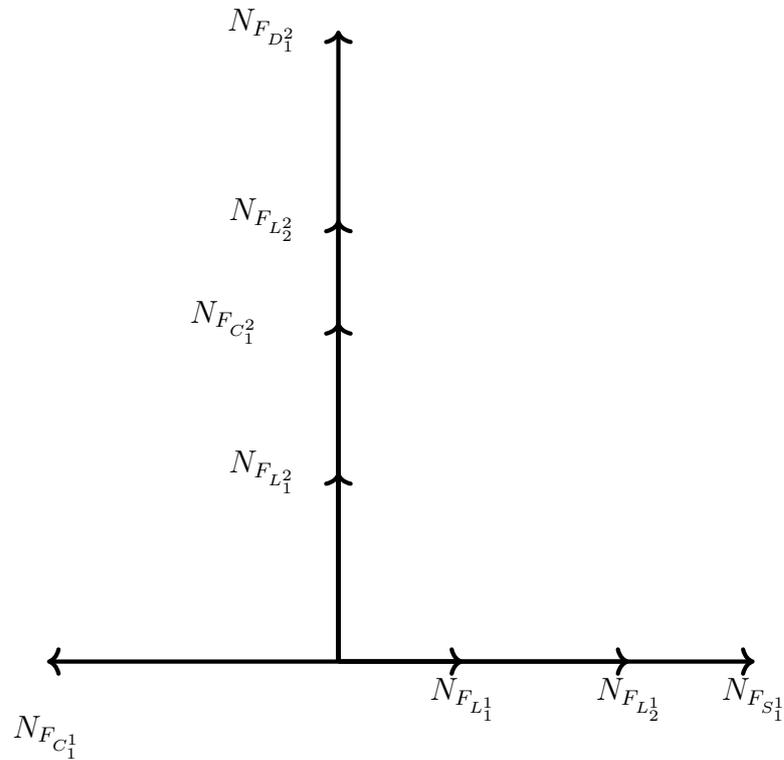
Figura 7.25 – Potência Não-Ativa gerada nos pares de terminais correspondentes aos elementos do Conversor $\hat{C}uk$.

Como pode-se perceber, as potências não-ativas aumentam conforme aumenta-se a razão cíclica e por consequência, o ganho estático.

7.8 ESPAÇO VETORIAL DAS POTÊNCIAS NÃO-ATIVAS

Na posse dos vetores decompostos por etapa é possível construir o espaço característico em cada semiciclo.

Figura 7.26 – Disposição dos vetores de potência não-ativa em cada semiciclo.



Fonte: Própria Autora.

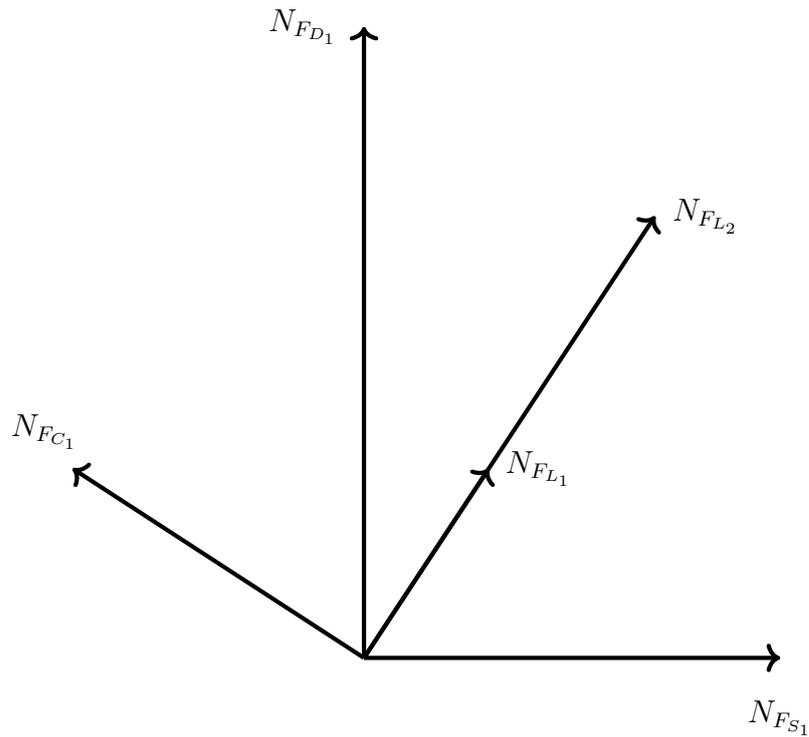
Tabela 7.3 – Potências não-ativas decompostas por etapa dos elementos do conversor *Cuk*.

Elemento	1ª Etapa	2ª Etapa
Indutor L_1	30,98	47,32
Indutor L_2	72,28	110,42
Chave S_1	188,34	0
Diodo D_1	0	188,34
Capacitor C_1	157,58	103,16

Fonte: Própria autora.

A resultante da potência não-ativa de cada elemento é a soma vetorial dada pela equação (5.65). O que fornece o espaço vetorial da figura 7.27, os valores estão dispostos na tabela 7.5.

Figura 7.27 – Disposição dos vetores de potência não-ativa resultantes.



Fonte: Própria Autora.

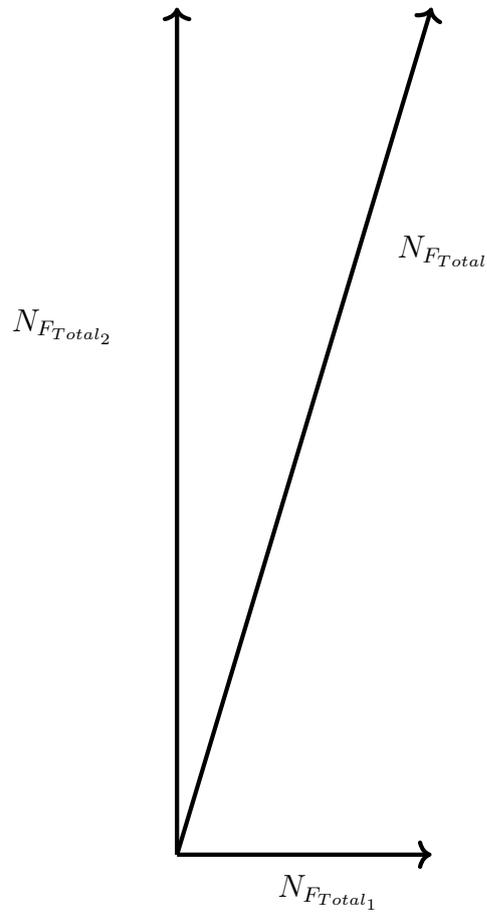
Tabela 7.4 – Potências não-ativas resultantes dos elementos do conversor *Ćuk*.

Elemento	Potência Não-Ativa
Indutor L_1	56,55
Indutor L_2	131,97
Chave S_1	188,34
Diodo D_1	188,34
Capacitor C_1	188,34

Fonte: Própria autora.

Na intenção de atingir um valor para caracterizar o total de potência não-ativa processada, utiliza-se do tão trabalhado recurso da decomposição, portanto somam-se todos os vetores da primeira etapa e posteriormente os da segunda, independentemente. Por fim, estas componentes formarão o espaço vetorial total do comportamento do conversor. O valor final, portanto, é obtido realizando a soma ortogonal.

Figura 7.28 – Disposição dos vetores de potência não-ativa total



Fonte: Própria Autora.

Tabela 7.5 – Potências Não-Ativas Totais do Conversor *Ćuk*.

Potência Não-Ativa	Potência Não-Ativa
Total da Primeira Etapa N_1	134,02 Var
Total da Segunda Etapa N_2	449,24
Resultante Total N_1	468,80

Fonte: Própria autora.

Assim sendo, a Potência Não-Ativa Total processada é de 468,80 Var.

7.9 AVALIAÇÃO DA EFICIÊNCIA DO CONVERSOR

A potência de saída do conversor é caracterizada por:

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_{out}} \quad (7.9)$$

Em que V_{out} corresponde à tensão fornecida ao conjunto de 9 baterias e R_{out} a equivalência desta carga.

$$P_{out} = \frac{123}{175,71} = 86,10 \text{ W} \quad (7.10)$$

A potência de entrada vem de:

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad (7.11)$$

$$P_{in} = 288 \cdot 0,3 = 86,4 \text{ W} \quad (7.12)$$

Suprimidas as aproximações, a potência de entrada resulta igual a potência de saída, respeitando o teorema de Tellegen, que afirma que a soma das potências absorvidas por todos os componentes de um circuito elétrico é nula.

Resulta desta análise a observação de que para processar 86 W gastam-se 468 Var, essa informação permite desenvolver uma noção de eficiência do conversor *Ćuk* quando aplicado ao cenário proposto.

8 CONCLUSÃO

O presente trabalho de conclusão de curso apresenta e utiliza a teoria de Fryze das potências para aplicar uma metodologia que permita avaliar o processamento de potência em conversores CC-CC, em especial do conversor *Ćuk* inserido em um processo de carregamento de baterias através de um barramento CC.

Foi proposta uma representação vetorial para as variáveis decompostas em termos das etapas de operação, criando assim, a possibilidade de calcular a potência não-ativa total processada pelo conversor, consequência das parcelas fornecidas pelos elementos semicondutores, indutores e capacitores.

Observou-se que as potências não-ativas dependem do ganho estático, característica que pode ser atribuída aos demais conversores clássicos não-isolados. Para modificar este comportamento, eventualmente deve-se aplicar o estudo em conversores cascata ou que possuam transformador.

A comparação dos resultados obtidos durante as simulações que respaldaram as análises e os equacionamentos propostos revela que existe coerência nos artifícios desenvolvidos. Portanto, estes podem ser utilizados para avaliar quais topologias e características de operação permitem a redução da potência não-ativa total processada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALVES, D. K. **Estimação em Tempo Real de Potência e Impedância da Rede Elétrica Utilizando a Transformada Wavelet Packet Estacionária**. 2019. 27 f. Monografia (Tese de Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2019.

BARBI, I. **Eletrônica de potência**. [S.l.]: Ed. do Autor, 2006.

BRASIL; MINISTÉRIO DO MEIO AMBIENTE. **Acordo de Paris**. 2016. Acesso em 19 nov. 2019. Disponível em: <<https://www.mma.gov.br/clima/convencao-das-nacoes-unidas/acordo-de-paris>>.

CHOWDHURY, S.; CROSSLEY, P. Microgrids and active distribution networks. **The Institution of Engineering and Technology**, 2009.

FREIRE, F. **O que são os sistemas de armazenamento de energia?** 2019. Acesso em 3 nov. 2019. Disponível em: <<https://shareenergy.com.br/o-que-e-sistema-de-armazenamento-de-energia/>>.

FRYZE, S. Active, reactive and apparent power in electrical circuits with non-sinusoidal currents, current and voltage. v. 53, n. 25, p. 596–599, 1932.

HART, D. W. **Power electronics**. [S.l.]: Tata McGraw-Hill Education, 2011.

IEEE. Ieee standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions. **IEEE Std 1459-2010**, v. 53, p. 1–50, 2010.

MARNAY, C.; ASANO, S. P. H.; STRBAC, G. Policymaking for microgrids: Economic and regulatory issues of microgrid implementation. **IEEE Power Energy Magazine**, May/June, n. 132, p. 66–77, 2008.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, and design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003.

PORTAL SOLAR S.A. **Oito em cada dez brasileiros possui interesse em produzir a própria eletricidade de forma autossuficiente**. 2017. Acesso em 14 nov. 2019. Disponível em: <<https://www.portalsolar.com.br/blog-solar/energia-solar/oito-em-cada-dez-brasileiros-possui-interesse-em-produzir-a-propria-eletricidade-de-forma-autossufic.html>>.

RODRIGUES, I. R.; CONTI, A. D. Desafios na proteção de microrredes. **O Setor Elétrico**, v. 11, n. 132, p. 40–45, 2017.

SANTANA, D. A. de L. **Proposta metodológica para determinação do fator de potência sob condições distorcidas e desequilibradas**. 2017. 22 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2017.

SANTOS, G. **Modelagem do conversor Cuk**. 2015. Acesso em 3 nov. 2019. Disponível em: <<http://eletronicaemcasa.blogspot.com.br/2014/05/modelagem-do-conversor-cuk.html>>.

SANTOS, N. G. F. dos et al. Aplicação da teoria de fryze das potências no conversor forward s-ppc empregado em sistemas fotovoltaicos. 2018.

STAUDT, V. Fryze - buchholz - depenbrock: A time-domain power theory. **International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation**, p. 1–12, 2008.

SUHETT, M. R. **ANÁLISE DE TÉCNICAS DE MEDIÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA EM MEDIDORES ELETRÔNICOS**. 2008. Monografia (Mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação de Engenharia, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008.

UNIPOWER. **Bateria Estacionária VRLA 12V 7Ah Mod.UP1270E**. 2019. Acessado em 27 nov 2019. Disponível em: <<https://unipower.com.br/produto/bateria-estacionaria-vrla-12v-7ah-mod-up1270e/>>.

VIEIRA, R. N. **Estudo de um Conversor CC-CC Bidirecional na Conexão de uma Microrrede CC a um Dispositivo de Armazenamento**. 2019. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, 2019.

ZIENTARSKI, J. et al. Series-connected partial-power converters applied to pv systems: A design approach based on step-up/down voltage regulation range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 9, p. 7622–7633, 2018.