

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - SISTEMAS  
ELETRÔNICOS

**ESTUDO PRELIMINAR DE UM CONVERSOR BIDIRECIONAL  
ISOLADO COM COMUTAÇÃO SUAVE**

**RENAN CEZAR PIMENTEL PONTARA**

JUIZ DE FORA

2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - SISTEMAS  
ELETRÔNICOS

**ESTUDO PRELIMINAR DE UM CONVERSOR BIDIRECIONAL  
ISOLADO COM COMUTAÇÃO SUAVE**

**RENAN CEZAR PIMENTEL PONTARA**

JUIZ DE FORA  
FACULDADE DE ENGENHARIA

2017

**ESTUDO PRELIMINAR DE UM CONVERSOR BIDIRECIONAL  
ISOLADO COM COMUTAÇÃO SUAVE**

Trabalho Final de Curso apresentado ao Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Área de conhecimento: Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Pedro Santos Almeida, Dr. Eng.

JUIZ DE FORA  
FACULDADE DE ENGENHARIA

2017

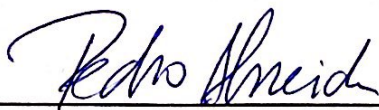
**ESTUDO PRELIMINAR DE UM CONVERSOR BIDIRECIONAL  
ISOLADO COM COMUTAÇÃO SUAVE**

**RENAN CEZAR PIMENTEL PONTARA**

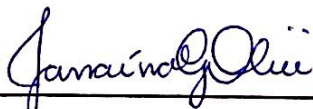
Trabalho Final de Curso submetido ao Colegiado do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovado em: 05/12/2017

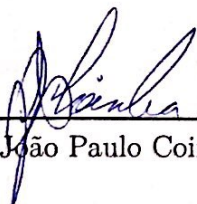
Por:



\_\_\_\_\_  
Orientador: Prof. Pedro Santos Almeida, Dr. Eng.



\_\_\_\_\_  
Prof<sup>a</sup>. Janaina G. de Oliveira, Ph.D. Eng.



\_\_\_\_\_  
Eng. João Paulo Coimbra

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a minha mãe, Rosângela, exemplo de vida e meu porto seguro nos momentos difíceis. Ao meu pai, Tomaz, pelo apoio e incentivo ao longo de todos esses anos. Ao meu irmão, Daniel, pela amizade, carinho e suporte. A Inah, por estar sempre do meu lado, me incentivando em todos os momentos. E ao Perseu, pelo eterno carinho.

Ao meu orientador Pedro, por oferecer tempo, conhecimento e suporte a mim e a este trabalho. Ao meu amigo João Paulo, pela paciência e imensa ajuda. Aos amigos do NIMO, pela amizade e companheirismo.

A esta universidade, seu corpo docente, direção e administração, pela oportunidade de fazer o curso e pelo ambiente criativo e amigável que proporciona.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

”O sucesso é ir de fracasso em fracasso sem perder o entusiasmo.”

Winston Churchill

## RESUMO

Neste trabalho é apresentado o estudo e projeto de um conversor bidirecional LLC ressonante que deverá fazer a transferência de potência, em ambos sentidos, entre uma nanorrede CC e um banco de baterias. O sistema como um todo será capaz de promover ações de controle para decidir o sentido do fluxo de potência, seja para carregar o banco de baterias ou fornecer potência ao barramento CC. As características estáticas do conversor, tanto em modo direto como em modo reverso, serão também analisadas. O escopo inclui o estudo do conversor durante todo seu processo de operação, levando em conta tanto as comutações tipo ZVS quanto ZCS. Por fim, um protótipo de transformador para o conversor é construído e resultados experimentais são obtidos para diferentes níveis de carga, que posteriormente são comparados aos valores teóricos previamente obtidos.

**Palavras-chave:** conversor bidirecional LLC ressonante; nanorrede CC; banco de baterias; barramento CC; *zero voltage switching (ZVS)*; *zero current switching (ZCS)*;

## ABSTRACT

This work presents the study and design of a resonant LLC bidirectional converter which will manage the power transfer for both directions between a CC nanogrid and a battery bank. The system as a whole will be able to promote control actions in order to decide the direction of power flow, either to charge the battery bank or to provide power to the DC bus. The AC characteristics of the converter, both in direct mode and reverse mode, will also be analyzed. The scope includes the study of the converter during its entire process of operation, taking into account both *zero voltage switching* and *zero current switching*, which are characteristics of this converter. Finally, a transformer prototype for the converter is created and experimental results are obtained for different load levels, which are then compared to the theoretical values previously obtained.

**Key-words:** resonant LLC bidirectional converter; CC nanogrid; battery bank; CC bus; *zero voltage switching (ZVS)*; *zero current switching (ZCS)*;



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Estrutura de uma nanorrede a nível residencial. . . . .	17
Figura 2 – Topologia da nanorrede. . . . .	18
Figura 3 – Etapas de carga para baterias íons de lítio ferro fosfato. . . . .	21
Figura 4 – Modelo equivalente de Thévenin para bateria de íons de lítio ferro fosfato.	21
Figura 5 – Conversores bidirecionais básicos não isolados, (a) <i>Boost</i> ou <i>Buck</i> , (b) <i>Buck-Boost</i> , (c) <i>Sepic</i> ou <i>Zeta</i> e (d) <i>Cuk</i> . . . . .	22
Figura 6 – Operação do conversor bidirecional <i>Buck-Boost</i> . . . . .	23
Figura 7 – Tracado das principais formas de ondas do conversor <i>Buck-Boost</i> CC- CC bidirecional na (a) Primeira forma, (b) Segunda forma, (c) Terceira forma . . . . .	24
Figura 8 – Estrutura básica dos conversores CC-CC bidirecionais isolados . . . . .	25
Figura 9 – MOSFET do tipo N (a), <i>Hard-switching</i> (b), <i>Soft-switching</i> (c) . . . . .	26
Figura 10 – Estrutura do conversor isolado ressonante bidirecional. . . . .	27
Figura 11 – Esquema equivalente de um SRC (a), Ganho característico de um SRC (b) . . . . .	27
Figura 12 – Esquema equivalente de um PRC (a), Ganho característico de um PRC (b) . . . . .	28
Figura 13 – Conversor ressonante LLC bidirecional de meia ponte. . . . .	29
Figura 14 – Circuito do filtro série-paralelo LLC para análise no domínio da frequên- cia no modo direto com. (a) componente fundamental da tensão de entrada. (b) tensão de entrada normalizada. . . . .	31
Figura 15 – Ganho em modo direto em função da frequência de comutação normali- zada para diferentes <i>State of Charge</i> do banco de baterias. . . . .	32
Figura 16 – Circuito do filtro série-paralelo LLC para análise no domínio da frequên- cia no modo reverso com. (a) componente fundamental da tensão de entrada. (b) tensão de entrada normalizada. . . . .	33
Figura 17 – Característica de operação para o conversor ressonante LLC meia-ponte, em modo reverso. . . . .	34
Figura 18 – Tensão do banco de baterias em função da frequência de comutação normalizada para diferentes cargas e tensões de saída (gama completa de SoC). . . . .	35
Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo de operação direto.	36
Figura 20 – Chaveamento do par de MOSFETs em modo direto. . . . .	36
Figura 21 – Característica de operação para o conversor ressonante LLC meia-ponte, em modo reverso com tensão mínima no banco de baterias. . . . .	37

Figura 22 – Característica de operação para o conversor ressonante LLC meia-ponte, em modo reverso com tensão máxima no banco de baterias. . . . .	37
Figura 23 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo de operação reverso.	38
Figura 24 – Formas de onda da tensão e corrente de dreno-fonte durante o modo direto com banco de baterias em $R_{Bmin}$ para os MOSFETs do lado de alta tensão. (a) $S_1$ . (b) $S_2$ . E de baixa tensão. (c) $S_{R1}$ . (d) $S_{R2}$ . . . . .	40
Figura 25 – Formas de onda da tensão e corrente de dreno-fonte durante o modo direto com banco de baterias em $R_{Bmax}$ para os MOSFETs do lado de alta tensão. (a) $S_1$ . (b) $S_2$ . E de baixa tensão. (c) $S_{R1}$ . (d) $S_{R2}$ . . . . .	41
Figura 26 – Formas de onda da tensão e corrente de dreno-fonte durante o modo reverso com banco de baterias em $V_{Bmin}$ para os MOSFETs do lado de alta tensão. (a) $S_1$ . (b) $S_2$ . E de baixa tensão. (c) $S_{R1}$ . (d) $S_{R2}$ . . . . .	42
Figura 27 – Formas de onda da tensão e corrente de dreno-fonte durante o modo reverso com banco de baterias em $V_{Bmax}$ para os MOSFETs do lado de alta tensão. (a) $S_1$ . (b) $S_2$ . E de baixa tensão. (c) $S_{R1}$ . (d) $S_{R2}$ . . . . .	42
Figura 28 – Parâmetros de operação durante o processo de carga do banco de baterias para. (a) $V_B$ . (b) $i_B$ . (c) $f_{sf}$ . . . . .	43
Figura 29 – Parâmetros de operação durante variações de carga na nanorrede para. (a) $V_{DC}$ . (b) $i_{DC}$ . (c) $f_{sb}$ . . . . .	44
Figura 30 – Protótipo do transformador construído. . . . .	45
Figura 31 – Curvas de característica do transformador para, $V_{CC} = 100V$ , $f_s = 17,10kHz$ e $I_0 = 0A$ . . . . .	46
Figura 32 – Curvas de característica do transformador para, $V_{CC} = 100V$ , $f_s = 18,94kHz$ e $I_0 = 2A$ . . . . .	46
Figura 33 – Curvas de característica do transformador para, $V_{CC} = 100V$ , $f_s = 20,92kHz$ e $I_0 = 4A$ . . . . .	47
Figura 34 – Comparação entre valores teóricos e valores medidos experimentalmente de $V_0$ , para corrente no lado secundário ( $I_0$ ) igual a 0A. . . . .	47
Figura 35 – Comparação entre valores teóricos e valores medidos experimentalmente de $V_0$ , para corrente no lado secundário ( $I_0$ ) igual a 2A. . . . .	48
Figura 36 – Comparação entre valores teóricos e valores medidos experimentalmente de $V_0$ , para corrente no lado secundário ( $I_0$ ) igual a 4A. . . . .	48

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre Diferentes Tipos de Baterias. . . . .	19
Tabela 2 – Especificações do banco de baterias . . . . .	20
Tabela 3 – Parâmetros desejáveis do conversor . . . . .	34
Tabela 4 – Parâmetros da nanorrede CC . . . . .	34
Tabela 5 – Parâmetros de projeto . . . . .	35
Tabela 6 – Mediações de pontos específicos de operação em modo direto para uma tensão fixa de 100V do lado primário. . . . .	46

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CFP	<i>Correção de Fator de Potência</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DHB	<i>Dual Half Bridge</i>
IBDC	<i>Isolated bidirectional DC-DC converter</i>
FHA	<i>First Harmonic Approximation</i>
PRC	<i>Parallel Resonant Converter</i>
SoC	<i>State of Charge</i> ou estado de carga
SRC	<i>Series Resonant Converter</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C$	Taxa de descarga da bateria
$Cap$	Capacidade ampère hora da bateria
$C_s$	Capacitor série do primário
$e_{iB}$	<i>Erro de corrente da bateria</i>
$e_{VB}$	<i>Erro de tensão da bateria</i>
$f_o$	Frequência de ressonância série
$f_r$	Frequência de ressonância
$f_s$	Frequência de comutação dos semicondutores controlados
$f_{sb}$	Frequência de comutação em modo reverso
$f_{sf}$	Frequência de comutação em modo direto
$f_{sp}$	Frequência de ressonância série-paralelo
$G_{iB}(s)$	Compensador de corrente
$G_{VB}(s)$	Compensador de tensão
$I_{bulk}$	<i>Carga pesada, corrente da bateria constante e em alto nível</i>
$I_{trickle}$	<i>Carga leve, corrente da bateria constante e em baixo nível</i>
$L_p$	<i>Indutância de magnetização do transformador</i>
$L_s$	<i>Indutância série</i>
$n$	<i>Relação de transformação</i>
$P_{max}$	<i>Potência máxima</i>
$Q_b$	<i>Fator de qualidade do modo reverso</i>
$Q_f$	<i>Fator de qualidade do modo direto</i>
$R_{Bca}$	<i>Resistência CA equivalente do banco de baterias refletida para o lado primário</i>
$R_{CC}$	<i>Carga no barramento CC</i>

$S_1$ e $S_2$	<i>Par de MOSFETs do lado de alta tensão</i>
$S_{R1}$ e $S_{R2}$	<i>Par de MOSFETs do lado de baixa tensão</i>
$V_0$	<i>Tensão do lado secundário do conversor</i>
$V_B$	<i>Tensão do banco de baterias</i>
$V_{B_{control}}$	<i>Tensão resultante do módulo de controle</i>
$V_{cc}$	<i>Tensão em corrente contínua</i>
$V_{CC}$	<i>Tensão do barramento CC</i>
$V_{cutoff}$	<i>Tensão de corte da bateria</i>
$V_{B_{nom}}$	<i>Tensão nominal da bateria</i>
$V_{max}$	<i>Tensão máxima da bateria</i>
$Z_0$	<i>Impedância característica do filtro ressonante</i>
$\omega_S$	<i>Frequência de comutação angular</i>
$\Omega$	<i>Frequência normalizada</i>
$\lambda$	<i>Relação entre as indutâncias serie e paralelo</i>

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>14</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO . . . . .	14
1.2	OBJETIVOS GERAIS . . . . .	15
1.2.1	OBJETIVOS ESPECÍFICOS . . . . .	15
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO . . . . .	15
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .</b>	<b>17</b>
2.1	COMPONENTES DE UMA NANORREDE . . . . .	17
2.2	BARRAMENTO CC . . . . .	17
2.3	BANCO DE BATERIAS . . . . .	19
2.4	CONVERSORES ISOLADOS E NÃO ISOLADOS . . . . .	21
2.4.1	CONVERSORES BIDIRECIONAIS CC-CC NÃO ISOLADOS . . . . .	22
2.4.2	CONVERSORES BIDIRECIONAIS CC-CC ISOLADOS . . . . .	24
2.4.3	CONVERSORES RESSONANTES BIDIRECIONAIS CC-CC . . . . .	25
2.4.3.1	CONVERTOR RESSONANTE SÉRIE . . . . .	26
2.4.3.2	CONVERTOR RESSONANTE PARALELO . . . . .	28
2.4.3.3	CONVERTOR RESSONANTE LLC BIDIRECIONAL . . . . .	28
<b>3</b>	<b>ANÁLISE E PROJETO DO CONVERTOR RESSONANTE LLC MEIA PONTE BIDIRECIONAL . . . . .</b>	<b>30</b>
3.1	ANÁLISE DE OPERAÇÃO DO CONVERTOR EM MODO DIRETO .	30
3.2	ANÁLISE DE OPERAÇÃO DO CONVERTOR EM MODO REVERSO	32
3.3	PROJETO DO MODO DE OPERAÇÃO DIRETO . . . . .	35
3.4	PROJETO DO MODO DE OPERAÇÃO REVERSO . . . . .	36
<b>4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS . . . .</b>	<b>39</b>
4.1	SIMULAÇÃO DO MODO DE OPERAÇÃO DIRETO - BANCO DE BATERIAS REPRESENTADO POR UMA RESISTÊNCIA EQUIVA- LENTE . . . . .	39
4.2	MODO DE OPERAÇÃO REVERSO - BANCO DE BATERIAS COM TENSÃO MINÍMA E MÁXIMA . . . . .	41
4.3	MODO DE OPERAÇÃO DIRETO - CARREGAMENTO DO BANCO DE BATERIAS . . . . .	43
4.4	MODO DE OPERAÇÃO REVERSO - NANORREDE COM CARGA VARIÁVEL . . . . .	43

4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .	45
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>49</b>
5.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	49
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>50</b>
<b>6</b>	<b>ANEXO . . . . .</b>	<b>52</b>
6.1	NÚCLEO MAGNÉTICO . . . . .	52
6.2	ESPECIFICAÇÕES DO BANCO DE BATERIAS . . . . .	53



# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

No atual período, dado o aumento da demanda de energia elétrica necessária para suprir o crescente consumo da sociedade e atender as insuficiências na geração, as concessionárias de energia tem se preocupado em otimizar a relação de oferta e procura através do desenvolvimento das estruturas de geração e distribuição de energia elétrica (SILVA, 2013). De acordo com (LI; YAO, 2010), grande parte da demanda por energia elétrica é suprida por combustíveis fósseis, o que representa cerca de 80% do consumo mundial. A previsão é que em 2020 os combustíveis fósseis representem mais de 90% da demanda primária de energia (SILVA et al., 2003).

Esse crescimento acelerado não poderá ser suprido por fontes fósseis, devido as limitações ambientais impostas sobre emissões de gases do efeito estufa e necessidade de reduzir a poluição atmosférica. Assim, o aumento da participação de fontes renováveis de energia é de extrema importância para a matriz energética. No âmbito do Brasil, a principal fonte de energia renovável é proveniente de hidrelétricas, devido ao grande potencial hídrico do país. Mesmo assim, o mesmo ainda é dependente de combustíveis fósseis, visto que durante períodos de falta de chuva, as hidrelétricas não conseguem suprir a demanda mínima necessária, o que torna inevitável o acionamento de termelétricas que utilizam fontes não renováveis de energia. Portanto, a diversificação das matrizes energéticas ajuda a reduzir a vulnerabilidade da rede, promovendo assim um regime de complementariedade entre fontes elétricas (SILVA, 2013).

Para atingir esse objetivo será necessário a aplicação de novas técnicas para otimizar o uso de fontes renováveis de energia na matriz elétrica. Uma alternativa seria a descentralização do sistema de geração, através do uso de sistemas de geração distribuída, que é caracterizada através da produção de energia junto ao local de consumo, independente da quantidade, tecnologia ou de sua fonte primária (SHAYANI; OLIVEIRA; CAMARGO, 2006). Essa mudança tem como resultado um aumento da eficiência do sistema elétrico em sua totalidade, melhorando seus mecanismos de controle e de gerenciamento de linhas, além da possibilidade de proporcionar ao consumidor final uma maior participação no planejamento e na gestão do sistema. Este novo conceito é definido pelo nome *Smart Grid* (FALCÃO, 2010).

Tradicionalmente, a geração de energia sempre acompanhou a demanda, entretanto este cenário vem se aprimorando, e no futuro o consumo de energia será secundário em relação a geração. Esse novo modelo de rede elétrica tende a ser melhor distribuída, inteligente e flexível (GUERRERO et al., 2011). O fluxo de potência que atualmente é

predominantemente unidirecional tende a ser substituído por redes com fluxos bidirecionais, todo esse avanço se dará com base no desenvolvimento de novos métodos de controle, automação e otimização da operação do sistema elétrico (CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009).

Nesse âmbito, as Redes Inteligentes ou *Smart Grids*, trazem para o atual sistema elétrico um novo conceito denominado nanorrede. Uma nanorrede pode ser definida como um sistema de potência em pequena escala que consiste em duas ou mais fontes de geração distribuídas baseadas em energia renováveis com pequenas cargas, sua potência é igual ou menor que 25kW, sendo as cargas limitadas a uma distância máxima de 5km das fontes geradoras. Dentro da nanorrede, pode existir um barramento CC, que é responsável por realizar as interconexões dos dispositivos CC existentes. Dos dispositivos ligados a nanorrede, encontram-se cargas, fontes de energia e o banco de baterias, cuja função é armazenar energia, e garantir o fornecimento à nanorrede em caso de interrupção da fonte principal (BRYAN; DUKE; ROUND, 2004).

## 1.2 OBJETIVOS GERAIS

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivos gerais o estudo, projeto e implementação de um conversor bidirecional CC-CC, que será responsável por realizar o controle do fluxo de potência entre o barramento de uma nanorrede e um banco de baterias. Esse conversor funcionará alternando dois modos distintos, o modo direto e o modo reverso.

### 1.2.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para alcançar os objetivos do trabalho proposto por esta monografia, algumas etapas foram cumpridas:

- Estudar as diferentes topologias de conversores bidirecionais CC-CC;
- Apresentar a análise e projeto do conversor bidirecional ressonante LLC;
- Projeto do transformador do conversor;
- Validar o processo de fluxo de potência do conversor bidirecional CC-CC entre nanorrede e barramento CC com resultados de simulação e experimentais.

## 1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O Capítulo 2 realiza uma revisão bibliográfica contendo uma explanação a respeito das nanoredes e logo em seguida, um estudo dos sistemas de armazenamento de energia e

das diversas topologias de conversores bidirecionais.

O Capítulo 3 apresenta o estudo e análise do conversor ressonante LLC, além dos cálculos de seus parâmetros específicos para ambos modos de operação. Posteriormente, o capítulo expõe o procedimento de projeto, princípio de operação do conversor e técnica de controle utilizada.

O Capítulo 4 traz os resultados de simulação, além dos resultados experimentais que validam o funcionamento do conversor.

O Capítulo 5 apresenta as conclusões inferidas a partir dos resultados obtidos e analisa possibilidades de expansão deste tema em futuros trabalhos.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 COMPONENTES DE UMA NANORREDE

Uma nanorrede pode ser definida como um sistema de potência de pequena escala com duas ou mais fontes de geração distribuídas baseadas em energias renováveis podendo ser conectada a rede principal ou isolada da mesma. A nanorrede utiliza um sistema de controle descentralizado do fluxo de potência com objetivo de equilibrar a potência, assim, o fluxo de dada potência pode ser controlado pelas próprias fontes geradoras através de informações nos seus terminais de conexão (SILVA, 2013). A Figura 1 representa a estrutura de uma nanorrede a nível residencial onde as duas principais fontes de geração são os painéis fotovoltaicos e uma microturbina eólica.

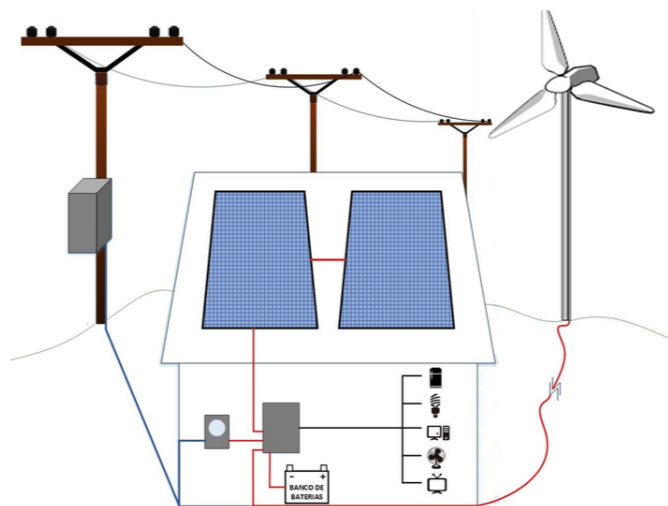


Figura 1 – Estrutura de uma nanorrede a nível residencial.

Fonte: (OLIVEIRA, 2016)

### 2.2 BARRAMENTO CC

Um barramento pode ser definido como uma estrutura de interconexão entre sistemas elétricos de uma mesma tensão, no caso de um barramento CC a corrente utilizada em todo o barramento é do tipo contínua.

Conversores CA-CC são responsáveis pela conexão entre a rede elétrica da concessionária e uma nanorrede. Geralmente os mesmos possuem uma complexidade elevada visto que devem isolar os subsistemas de distúrbios da rede além de controlar o fluxo de potência (CVETKOVIC, 2010). A utilização de sistemas CC dentro de uma nanorrede minimiza a complexidade desses conversores (SILVA, 2013), além de vantagens como:

- Aumento da densidade de potência;

- Eliminação de retificador e transformador das fontes de alimentação obtendo, assim, uma estrutura simplificada dos conversores;
- Aumento da estabilidade do sistema pelo desacoplamento entre sistemas e pela possibilidade de controle do fluxo de potência;
- Maior eficiência e facilidade de integração com as fontes renováveis de energia (LEE et al., 2010).

O sistema de distribuição CC proposto para a nanorrede apresenta um nível de tensão de 380Vcc. A escolha do nível de 380V é para se adequar a saída típica de dispositivos de CFP (Correção de Fator de Potência) que são normalmente associados a aparelhos de potência igual ou maior de 70W. O nível de 24V é empregado por ser o nível tensão do banco de baterias. A topologia da nanorrede em questão pode ser visualizada na Figura 2.

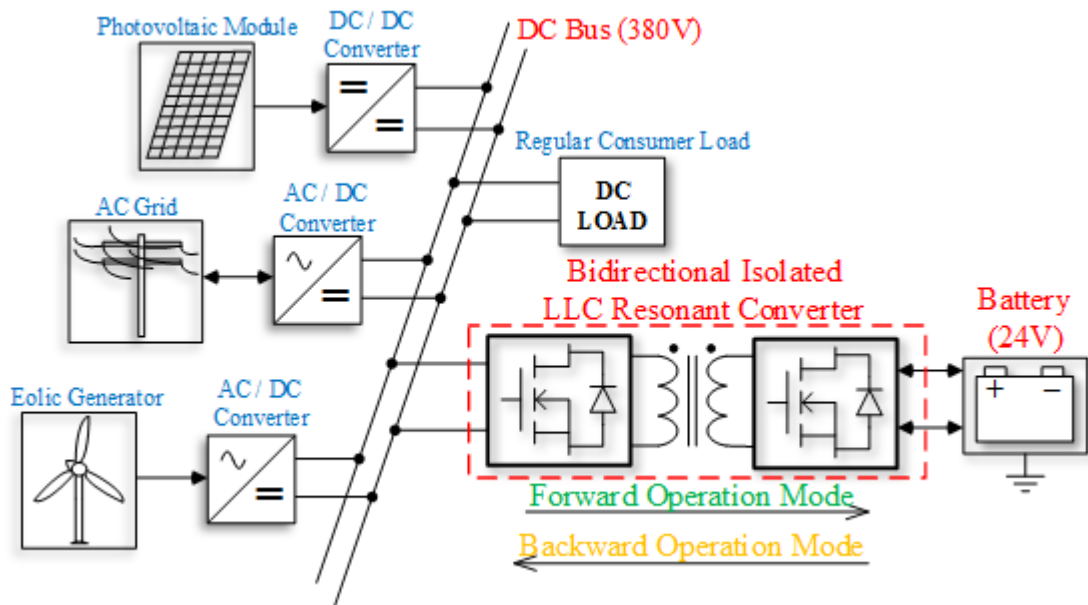


Figura 2 – Topologia da nanorrede.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

O conversor bidirecional será a ponte entre o barramento CC de tensão 380V e o banco de baterias de 24V. O próximo tópico fará um estudo sobre o melhor modelo de bateria para esta aplicação, sendo os principais fatores de interesse: custo, tempo de duração, capacidade e métodos de carga e descarga.

### 2.3 BANCO DE BATERIAS

A bateria é um componente eletroquímico capaz de converter energia química em energia elétrica por meio de uma reação espontânea ou converter energia elétrica em energia química através de uma reação não espontânea (DAMASCENO et al., 2008). Das diferentes composições de baterias recarregáveis, pode-se citar: baterias de chumbo-acido (Pb), de níquel-cadimo (NiCd), de hidreto metálico de níquel (Ni-Mh), de íon-lítio (Li-On), de Íon de lítio polímero (Li-Pos), e por fim, de fosfato ferroso de lítio (LiFePO<sub>4</sub>). Cada tipo exige um regime específico de carga definido pelo fabricante e que quando não suprido pode resultar na redução da vida útil da bateria, em danos a equipamentos ou em contaminação ambiental.

Para o projeto proposto, optou-se pela bateria de fosfato ferroso de lítio (LiFePO<sub>4</sub>) devido principalmente ao seu baixo nível de auto-descarga, sua maior tolerância sobre carregamentos e descarregamentos excessivos, e seu maior ciclo de vida (MARCELINO, 2013). A Tabela 1 apresenta uma breve comparação entre os seis principais tipos de baterias recarregáveis.

Tabela 1 – Comparação entre Diferentes Tipos de Baterias.

	Energia Específica (Wh/kg)	Densidade de Energia Volumétrica (Wh/l)	Potência Específica (W/kg)	Ciclo de Vida (nº ciclos)	Eficiência (%)	Tempo de Carregamento (h)
NiCd	40-60	50-150	150	<b>2000</b>	70-90	<b>1</b>
Ni-Mh	60-120	140-300	250-1000	1000	66	2-4
Pb	30-40	60-75	180	500-800	70-92	8-16
Li-On	90-160	<b>250-730</b>	250-340	1200	94	2-4
Li-Pos	<b>130-220</b>	300	<b>2000-5000</b>	1000	<b>97</b>	1-2
LiFePO <sub>4</sub>	90-110	220	>300	<b>2000</b>	92	1-2

Fonte: (MARCELINO, 2013)

A tecnologia mais recente dessa bateria, reúne as vantagens das baterias NiCd, de segurança e durabilidade, com elevada capacidade e baixo peso das baterias Li-On e Li-Pos. Possui uma densidade de energia ligeiramente inferior as baterias Li-On, Li-Pos, mas são mais resistentes/tolerantes a condições de sobrecarga, ou subcarga. Numa situação onde a Li-Po poderia explodir, a célula LiFePO<sub>4</sub> resistiria e, no pior dos casos, libertaria um gás não nocivo. As células LiFePO<sub>4</sub> apresentam vantagens não só pela segurança, mas também por terem uma maior durabilidade (MARCELINO, 2013).

A quantidade total de carga disponível de uma bateria é denominado Capacidade (*Cap*) e normalmente é expressa na unidade de carga Ampère hora (Ah), sendo 1Ah = 3600C. A corrente de carga ou descarga da bateria é normalmente representada em termos de taxa de descarga C. Na folha de dados, a capacidade da bateria geralmente corresponde a medição da capacidade para uma taxa de descarga de C/10, visto que a capacidade

é inversamente proporcional a taxa de descarga, ou seja, uma taxa elevada de corrente de descarga acarreta em uma menor capacidade. As especificações de níveis de tensão e corrente descritos no manual do fabricante devem ser respeitados no processo de recarga (DAMASCENO et al., 2008).

Para este projeto, o conversor bidirecional terá potência de 240W, o banco de baterias deverá fornecer uma tensão de 25,6V e a corrente nominal 10A Assim o banco será composto de uma bateria de fosfato ferroso de lítio com 25,6V e 100Ah. Apesar de apresentarem menor energia específica que as baterias de íons de lítio, podem ser recarregadas mais rapidamente, aceitando taxas de até 3C.

A Tabela 2 apresenta as especificações do banco de baterias de fosfato ferroso de lítio "SE100AHA" do fabricante CALB, utilizada nesse projeto. Este tipo de bateria é muito empregada em conjunto com células fotovoltaicas, devido a sua grande capacidade de armazenamento de energia, e a possibilidade de controle de fluxo de potência, aumentando a vida útil da bateria, e prevenindo situações de carga crítica como longos períodos de sobrecarga ou ausência total da mesma.

Tabela 2 – Especificações do banco de baterias

Parâmetro	Sigla	Valor
Capacidade	Cap	100Ah
Tensão nominal	$V_{Bnom}$	25,6V
Tensão de corte	$V_{cutoff}$	20V
Tensão de máxima	$V_{max}$	29,2V

Fonte: (RODRIGUES et al., 2014)

O perfil de recarga típico de uma célula de bateria de íons de lítio ferro fosfato é apresentado na Figura 3 (RODRIGUES et al., 2014), em que pode ser observada a divisão da recarga em duas etapas: uma etapa de corrente constante, com duração de cerca de 75% do tempo de recarga, e uma etapa de tensão constante, complementando a recarga. Além disso, a tensão das células das baterias deve ser monitorada durante todo o processo de recarga, de modo que não exceda o valor máximo recomendado pelo fabricante, o que causaria sérios danos ao produto.

O modelo do banco de baterias utilizado na simulação é ilustrado pela Figura 4. Sendo o mesmo composto por um circuito RC, onde  $R_i$  é definido como a resistência interna da bateria, cujo valor é informado pelo fabricante,  $R_d$  representa as perdas por descarregamento próprio e C a capacitância equivalente (COIMBRA, 2017).

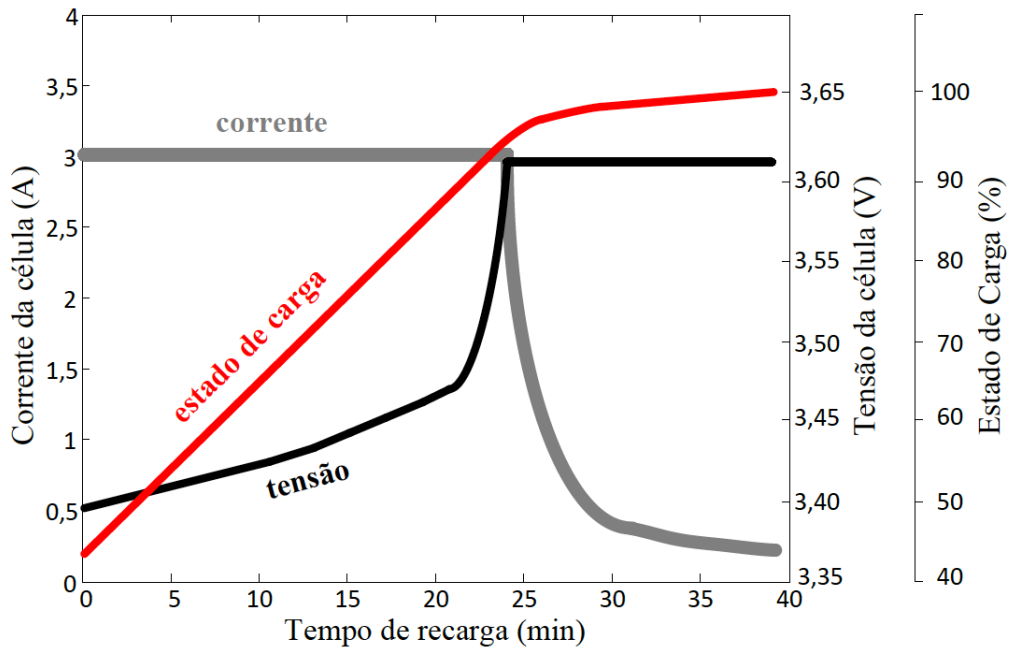


Figura 3 – Etapas de carga para baterias íons de lítio ferro fosfato.

Fonte: (RODRIGUES et al., 2014)

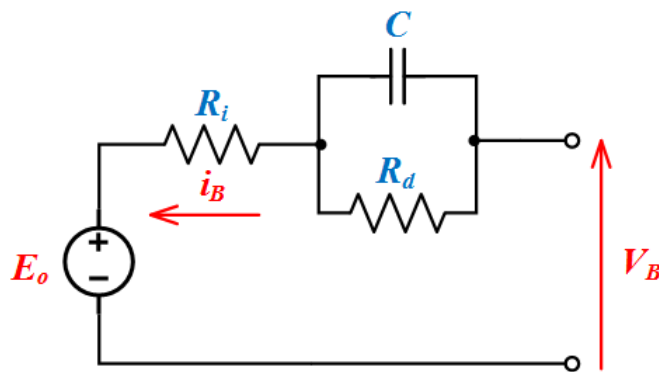


Figura 4 – Modelo equivalente de Thévenin para bateria de íons de lítio ferro fosfato.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

Considerando as características da nanorrede descritas anteriormente, faz-se necessário encontrar um conversor que atenda as devidas especificações e seja capaz de transferir potência entre o banco de baterias e a o barramento CC em ambos sentidos. A próxima seção fará um estudo sobre os tipos de conversores bidirecionais com o objetivo de encontrar o modelo mais apto para este projeto.

## 2.4 CONVERSORES ISOLADOS E NÃO ISOLADOS

Os conversores bidirecionais operam transferindo potência da entrada para a saída ou vice-versa. Neste caso o fluxo de potência deverá variar entre o sentido da bateria e



do barramento CC, alguns modelos de conversores bidirecionais serão apresentados, os mesmos podem ser separados em isolados ou não isolados.

#### 2.4.1 CONVERSORES BIDIRECIONAIS CC-CC NÃO ISOLADOS

A definição isolado e não isolado baseiam-se na presença ou não do elemento de isolamento galvânica, o transformador. Dentre os conversores bidirecionais CC-CC não isolados, pode-se citar alguns modelos como *Boost*, *Buck*, *Buck-Boost*, *SEPIC* e *Cuk*, apresentados na Figura 5.

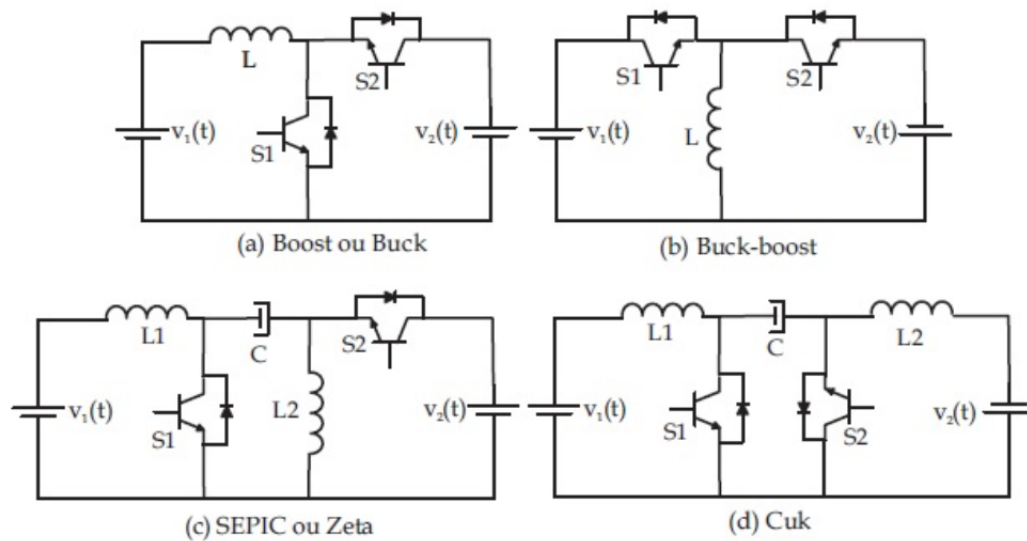


Figura 5 – Conversores bidirecionais básicos não isolados, (a) *Boost* ou *Buck*, (b) *Buck-Boost*, (c) *Sepic* ou *Zeta* e (d) *Cuk*

Fonte: (CARDOSO et al., 2007)

O funcionamento do modelo *Buck-Boost* será utilizado para exemplificar o funcionamento destes conversores, o funcionamento do mesmo é ilustrado pela Figura 6 e pode ser dividido em 4 etapas:

- Na etapa 1 (chave  $S_1$  fechada e chave  $S_2$  aberta), existe um fluxo de corrente no sentido de saída do terminal positivo de  $V_1$ , carregando o indutor que esta exposto a tensão  $V_1$  em seus terminais, deste modo, faz com que não haja condução em  $D_2$  (etapa  $E_1$ );
- Na etapa 2 (chaves  $S_1$  e  $S_2$  abertas), após o carregamento do indutor, este manterá o sentido de sua corrente de  $V_1$  para  $V_2$ , conduzindo  $D_2$ . Deste modo, existe um fluxo de potência no sentido de  $V_1$  para o terminal positivo de  $V_2$  (etapa  $E_2$ );
- Na etapa 3 (chave  $S_1$  aberta e chave  $S_2$  fechada), existe um fluxo de corrente de  $V_2$  para  $V_1$ , carregando o indutor no sentido contrario à etapa 1 (etapa  $E_3$ );

- A etapa 4 possui a mesma configuração que a etapa 2. Tanto  $S_1$  e  $S_2$  não estão conduzindo. A diferença esta no sentido da corrente no indutor, que desta vez, manterá o sentido da etapa 3 e agora fará a descarga de corrente de  $V_2$  para o terminal positivo de  $V_1$ , ocorrendo assim o fluxo de potência oposto à etapa 2.

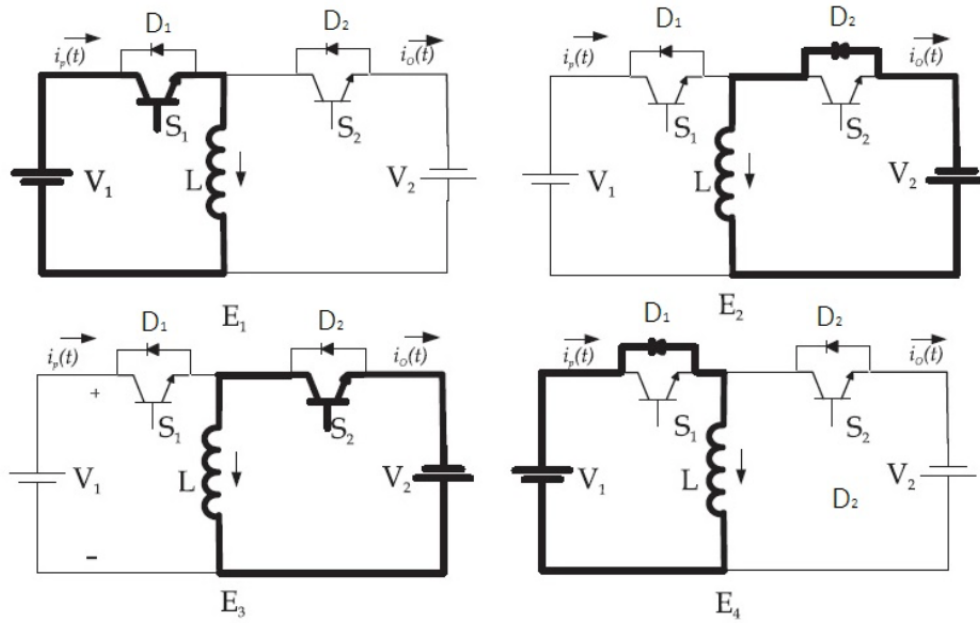


Figura 6 – Operação do conversor bidirecional *Buck-Boost*

Fonte: (CARDOSO et al., 2007)

Para um operação contínua, as quatro etapas não são estritamente necessárias. Tanto este como outros bidirecionais podem operar em apenas 2 etapas. Para o caso do conversor *Buck-Boost*, esta divisão pode ser descrita em Etapa *BUCK* que corresponde a  $E_1$  e  $E_2$ , cujo sentido do fluxo de potência esta de  $V_1$  para  $V_2$  (Figura 7a), ou etapa *Boost* que corresponde a  $E_3$  e  $E_4$ , cujo sentido de fluxo de potência oposto (Figura 7c). Além disso, é possível a operação com as 4 etapas, onde o tempo de ciclo ativo para cada chave (Figura 7b), decidira o sentido do fluxo de potência médio. É necessário ressaltar que  $S_1$  e  $S_2$  nunca podem entrar em condução ao mesmo tempo, visto que isso ocasionaria um curto-circuito.

A topologia do conversor CC-CC bidirecional *Buck-Boost* não isolado ajusta-se às características de um sistema fotovoltaico composto por um barramento de tensão continua com um nível superior ao do banco de baterias, o que acontece na maior parte dos sistemas. A simplicidade e robustez desta topologia facilitam o projeto tornando viável a sua implementação. Entretanto, características como qualidade dos sinais gerados, alta complexidade na modelagem e limitação na transmissão de potência limitam a sua utilização, como é descrito por (CARDOSO et al., 2007). Para o projeto em questão, não é

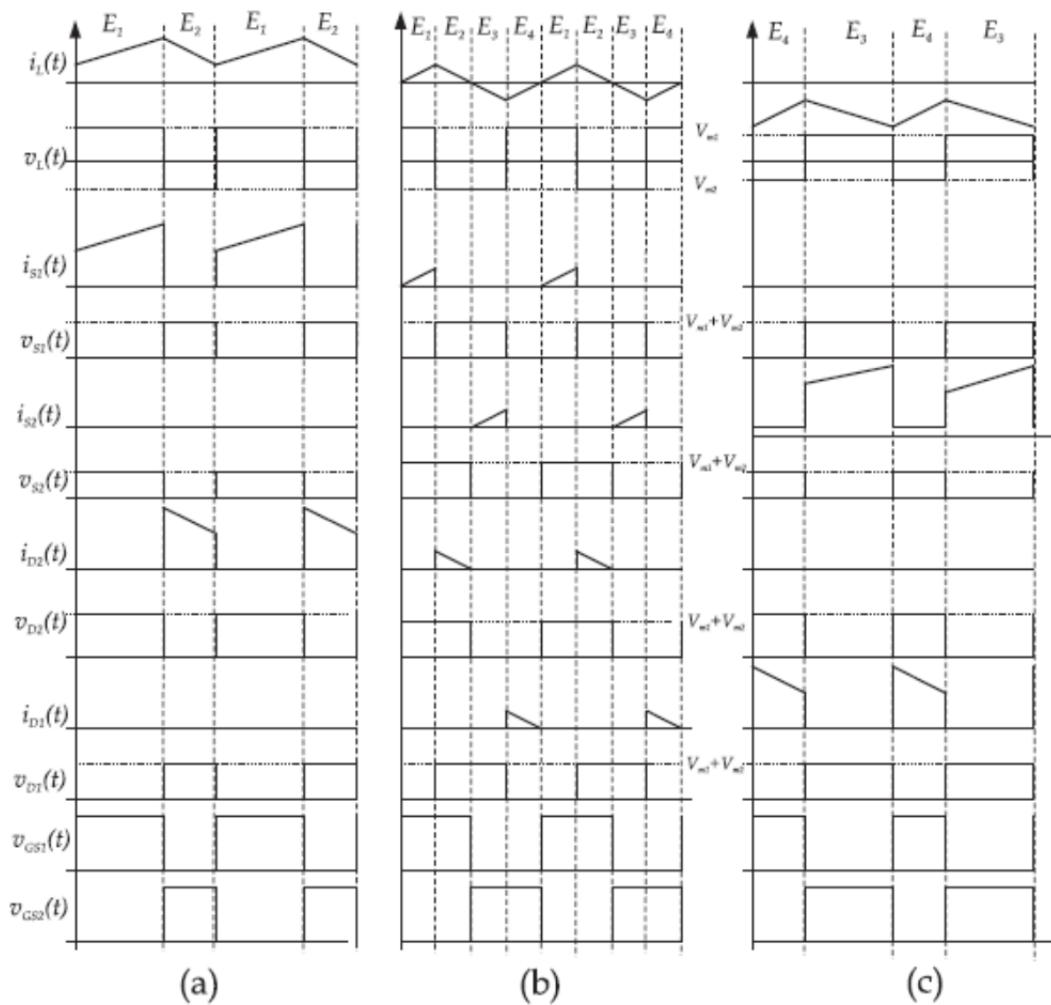


Figura 7 – Tracado das principais formas de ondas do conversor *Buck-Boost* CC-CC bidirecional na (a) Primeira forma, (b) Segunda forma, (c) Terceira forma

Fonte: (CARDOSO et al., 2007)

interessante o uso de uma topologia não isolada, visto que os níveis de tensão do primário (barramento CC) e secundário (banco de baterias) possuem respectivamente 380V e 24V.

O próximo tópico fará o estudo de topologias de conversores bidirecionais CC-CC isolados.

#### 2.4.2 CONVERSORES BIDIRECIONAIS CC-CC ISOLADOS

Os conversores CC-CC bidirecionais isolados (IBDC - *Isolated Bidirectional DC-DC Converter*) possuem um transformador de alta frequência que realiza a isolamento galvânica e permite obter elevadas relações de transformação através da adequação das tensões das fontes através de seus enrolamentos, o que é a maior vantagem dessa topologia. A Figura 8 apresenta uma diagrama simplificado dos conversores CC-CC bidirecionais isolados (SILVA, 2013).

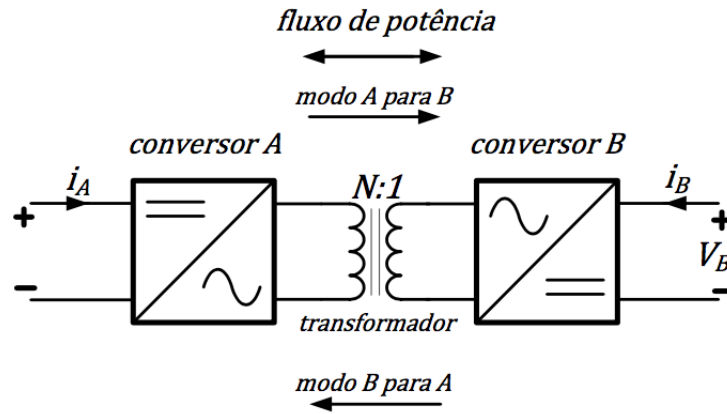


Figura 8 – Estrutura básica dos conversores CC-CC bidirecionais isolados

Fonte: (SILVA, 2013)

Para este projeto a escolha de um conversor isolado é interessante devido ao ganho necessário de 24V do banco de baterias para 380V do barramento CC. As topologias mais comuns para conversores bidirecionais isolados são a DHB (*Dual Half Bridge*) e a DAB (*Dual Active Bridge*) com um filtro indutivo. Entretanto, ambas topologias possuem o seu funcionamento limitado para atingir a comutação suave ou *soft-switching* das chaves gerando problemas para operações com cargas variáveis, problema que pode ser contornado com a adição de um circuito ressonante (COIMBRA, 2017).

### 2.4.3 CONVERSORES RESSONANTES BIDIRECIONAIS CC-CC

Para reduzir o tamanho dos elementos reativos, a frequência de comutação dos semicondutores controlados ( $f_s$ ) é elevada. Neste caso, existem grandes perdas de comutação visto que os semicondutores estão sujeitos a tensões e correntes de valores elevados. Para contornar esse problema utiliza-se os conversores CC-CC bidirecionais ressonantes, os mesmos apresentam componentes passivos adicionais e são projetados de modo a conferir ao conversor uma transferência de potência com perdas muito reduzidas para uma dada frequência ( $f_s$ ) elevada (frequência para a qual os componentes passivos adicionais são projetados de modo que o sistema entre em ressonância).

Para melhorar a capacidade de transferência de energia, independentemente da topologia escolhida, é necessário que todo o sistema funcione em torno da frequência de ressonância ( $f_r$ ). Assim, toda a impedância do conversor ressonante é vista do lado do primário como puramente resistiva, sendo que a tensão e corrente no circuito ressonante se encontram em fase. A transferência de energia é feita apenas usando a componente fundamental da frequência  $f_s$ , o que implica que os harmônicos da fonte e da carga sejam eliminados e que a potência transferida só tenha em conta a componente fundamental da tensão e corrente. Assim, o conversor ressonante tanto atua como um filtro passa-baixa

ou como um passa-banda, isolando a entrada e a saída dos harmônicos na frequência  $f_r$  (BORAGE et al., 2011).

Os conversores ressonantes podem funcionar em toda a gama de frequências, porém, o ponto ótimo onde o rendimento e a transferência de energia é máximo é na frequência  $f_r$  (MONIZ, 2015).

Comparando com outros conversores de alta frequência para a mesma potência, o conversor ressonante possui valores baixos de correntes e nulos em perdas de comutação. Este tipo de fenômeno ao qual existem perdas nulas nos semicondutores na frequência  $f_s$  é denominando de comutação suave (MONIZ, 2015).

As técnicas usadas para obter-se uma comutação suave da ponte inversora consistem no ZVS (*Zero Voltage Switching*) ou ZCS (*Zero Current Switching*), ilustradas pela Figura 9. No ZVS, a tensão dos terminais do semiconductor é zero quando este é ligado. Assim, consegue-se obter uma energia armazenada de saída nula e conseqüentemente as perdas de comutação tendem também a zero. No caso do ZCS, o semiconductor é desligado quando a corrente já é nula. Outra vantagem desta comutação suave está na redução do EMI (*Electromagnetic Interference*) quando usada na comutação ZVS. O EMI é causado em grande parte por variações elevadas de corrente ( $d_i/d_t$ ) e de tensão ( $d_v/d_t$ ). Estas variações bruscas também provocam stress nos componentes o que reduz a sua vida útil. A Figura 9b representa a comutação dos semicondutores com perdas, enquanto que a Figura 9c representa esses mesmos semicondutores com uma comutação suave (MONIZ, 2015).

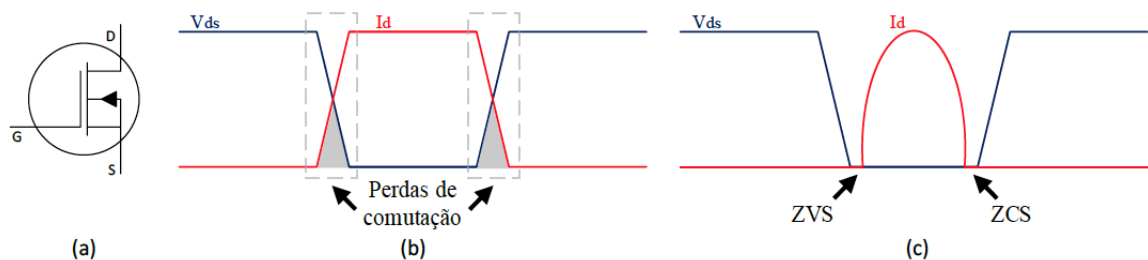


Figura 9 – MOSFET do tipo N (a), *Hard-switching* (b), *Soft-switching* (c)

Fonte: (MONIZ, 2015)

Uma topologia de conversor isolado ressonante (Figura 10) se torna propício principalmente pelos benefícios de alta eficiência e baixo ruído.

#### 2.4.3.1 CONVERSOR RESSONANTE SÉRIE

O modelo SRC (*Series Resonant Converter*) possui uma configuração que contém um capacitor e um indutor em série e comporta-se como uma fonte de tensão (Figura 11a).

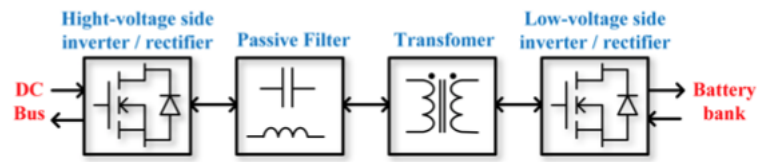


Figura 10 – Estrutura do conversor isolado ressonante bidirecional

Fonte: (COIMBRA, 2017)

A Figura 11b apresenta a curva de ganho em função da frequência normalizada ( $f_n$ ) de um SRC, para diferentes fatores de qualidade ( $Q$ ) (MONIZ, 2015).

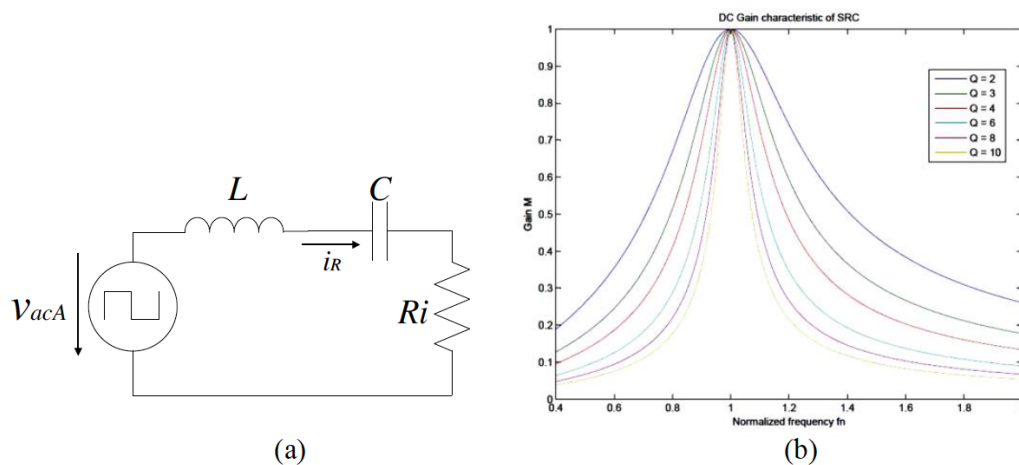


Figura 11 – Esquema equivalente de um SRC (a), Ganho característico de um SRC (b)

Fonte: (MONIZ, 2015)

Ao variar a frequência  $f_s$  dos semicondutores, a impedância equivalente da carga  $R_i$  vista pela malha ressonante vai variar, alterando assim a tensão aos terminais da carga  $R_i$ , comportando-se como um divisor de tensão. Este circuito funciona perfeitamente sem carga ( $R_i = \infty$ ), mas em curto-circuito ( $R_i = 0$ ), pode levar à destruição do conversor. A corrente nos dispositivos semicondutores decresce quando a corrente de carga decresce, fazendo com que não exista degradação do rendimento para cargas baixas. Para frequências  $f_s$  maiores que a frequência  $f_r$ , os semicondutores do conversor comutam na região ZVS. Para frequências  $f_s$  abaixo da frequência  $f_r$ , os semicondutores do conversor comutam na região de ZCS (MONIZ, 2015).

As principais desvantagens desta configuração são a impossibilidade de ter ganhos superiores a 1 e as elevadas correntes que podem passar por toda a malha ressonante, mesmo a baixas tensões. Assim sendo, esta configuração é ideal para altas tensões e baixas correntes (MONIZ, 2015). Este conversor é teoricamente incapaz de regular a saída em ausência de carga, uma alta banda de frequência é necessária para promover regulação para todos os níveis de carga, com baixa carga o ZVS (*Zero Voltage Switching*) é perdido

devido a uma pequena corrente ressonante e o controle do conversor se torna difícil para uma situação de baixa carga (JUNG; KWON, 2007).

### 2.4.3.2 CONVERSOR RESSONANTE PARALELO

A configuração ressonante paralela, Figura 12a, contém um condensador em paralelo com a carga e comporta-se como uma fonte de corrente. O PRC tem a característica de conseguir ter ganhos de tensão superiores a 1 e uma proteção intrínseca a curto-circuitos na carga ( $R_i = 0$ ). Em circuito aberto ( $R_i = \infty$ ), tem um comportamento perigoso, pois podem existir correntes muito elevadas na malha ressonante e nos semicondutores, levando à destruição do conversor (MONIZ, 2015).

A Figura 12b apresenta a curva de ganho em função da frequência normalizada ( $f_n$ ) de um PRC, para diferentes fatores de qualidade ( $Q$ ).

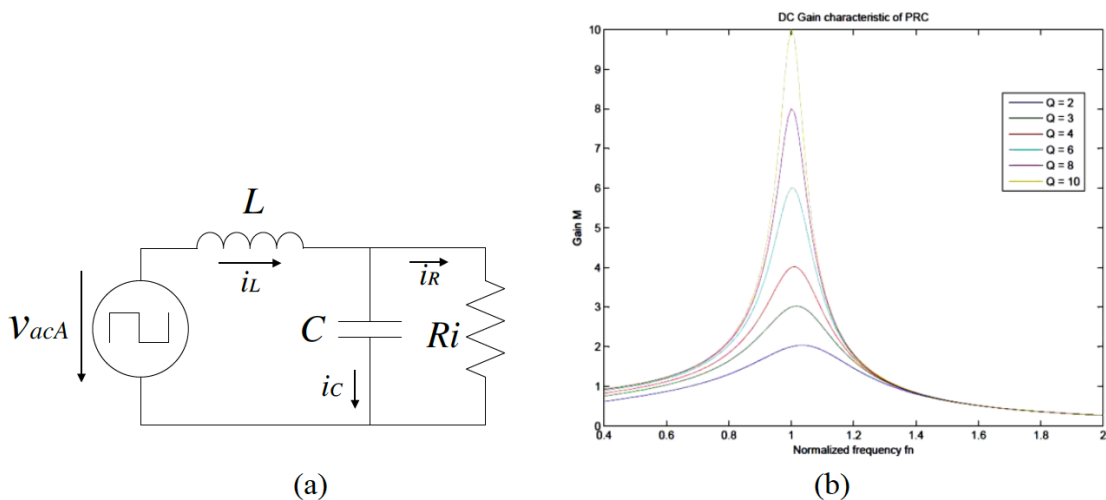


Figura 12 – Esquema equivalente de um PRC (a), Ganho característico de um PRC (b)

Fonte: (MONIZ, 2015)

As principais desvantagens deste conversor relacionam-se com as flutuações de corrente a média/alta frequência e no seu ganho de saída, pois esta varia com o  $R_i$ . Mesmo alterando  $f_s$  para regular a tensão na saída, a corrente  $i_C$  mantém-se praticamente constante, o que leva a elevadas perdas no inversor independentemente da carga (MONIZ, 2015). Além disso, a energia cíclica prejudica a eficiência do conversor em baixa carga (JUNG; KWON, 2007).

### 2.4.3.3 CONVERSOR RESSONANTE LLC BIDIRECIONAL

A combinação das configurações SRC e PRC mais algumas alterações para atingir-se um comportamento idêntico nos dois sentidos de fluxo, é possível obter o conversor LLC bidirecional. Este conversor tem como característica poder incorporar os componentes

magnéticos do transformador, diminuindo assim os custos da malha ressonante (MONIZ, 2015).

A principais vantagens incorporadas por esta topologia são (JUNG; KWON, 2007):

- Com uma pequena variação da frequência de comutação é possível controlar uma grande variação de carga na saída;
- Capacidade de operar em ZVS para toda a faixa de carga, baixas perdas de comutação;
- Sua topologia multi-ressonante faz com que os componentes magnéticos possam ser integrados em um único núcleo magnético, ou seja, a indutância de dispersão do transformador pode ser adicionada à malha de ressonância;
- Baixo esforço de tensão e ZCS nas chaves secundárias.

A topologia final proposta para este trabalho é um conversor ressonante LLC meia ponte bidirecional e sua estrutura é apresentada pela Figura 13.

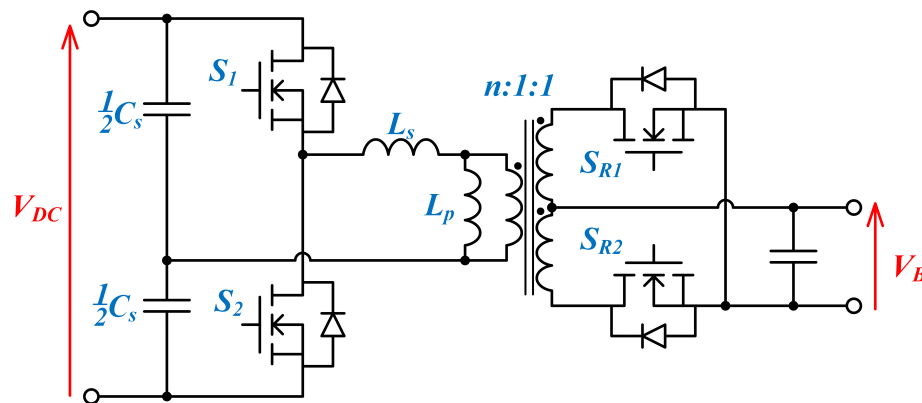


Figura 13 – Conversor ressonante LLC bidirecional de meia ponte.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

Para o inversor/retificador no lado de baixa tensão, uma retificação síncrona é aplicada para garantir uma operação bidirecional e baixas perdas de condução. Esta topologia final derivou-se de um conversor meia ponte LLC ressonante clássico. No modo direto, o conversor opera como um meia ponte LLC ressonante com dois capacitores série ( $C_s$ ) adicionados ao barramento CC e dois MOSFETs operando como retificadores no lado de baixa tensão. Já no modo reverso, os MOSFETs do lado de baixa tensão e o transformador de TAP central operam como um inversor *push-pull* carregando o filtro LC do lado de alta tensão. Assim, o conversor estará operando como um SRC, alimentando os MOSFETs do lado de alta tensão e um retificador multiplicador de tensão (COIMBRA, 2017).



### 3 ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR RESSONANTE LLC MEIA PONTE BIDIRECIONAL

Para facilitar a análise deste conversor, é possível dividir sua operação em dois modos distintos: O modo direto e o modo reverso. Para ambos os modos, a topologia apresenta as características de um circuito LC com uma frequência de ressonância série ( $f_o$ ) e uma frequência de ressonância série-paralelo ( $f_{sp}$ ), definidas pelas equações 3.1 e 3.2 respectivamente (COIMBRA, 2017).

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s L_s}} \quad (3.1)$$

$$f_{sp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s (L_p + L_s)}} \quad (3.2)$$

Sendo  $L_s$  a indutância série e  $L_p$  a indutância paralelo, ambas obtidas das indutâncias de dispersão e de magnetização transformador na devida ordem (COIMBRA, 2017).

O estado de operação do conversor esta atrelado ao nível de potência sendo inserido a nanorrede pelas fontes renováveis de energia. Caso a geração seja superior ao consumo, o conversor estará em modo direto, isto é, a potência vai do sentido do barramento CC para o banco de baterias, carregando as mesmas. Do contrario, o conversor entrará em modo reverso e a demanda de energia do barramento CC será acrescida da potência do banco de baterias. O sistema de controle do conversor foi projetado para impedir que o banco de baterias atinja um nível de tensão abaixo do valor de corte ( $V_{cutoff}$ ) (COIMBRA, 2017).

Uma frequência variável e razão cíclica de 0,5 foram utilizadas para operação do conversor. Para melhor análise do comportamento o método de *first harmonic approximation* (FHA) foi aplicado (COIMBRA, 2017).

#### 3.1 ANÁLISE DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR EM MODO DIRETO

No modo direto, o conversor é analisado como um conversor ressonante LLC unidirecional clássico (JUNG; KWON, 2007). Do lado de alta tensão, o par de MOSFETs ( $S_1$  e  $S_2$ ) e os capacitores ressonantes aplicam uma onda de tensão quadrada  $v_{HB}(t)$  que pode ser representada pela equação 3.3:

$$v_{HB}(t) = \frac{2V_{DC}}{\pi} \sin(\omega_S t) \quad (3.3)$$

sendo  $\omega_S = 2\pi f_o$  a frequência de comutação angular (em radianos). O circuito CA equivalente para o modo direto do conversor é apresentado pela figura 14a e b. Alguns parâmetros são definidos pelas equações 3.4 a 3.9.

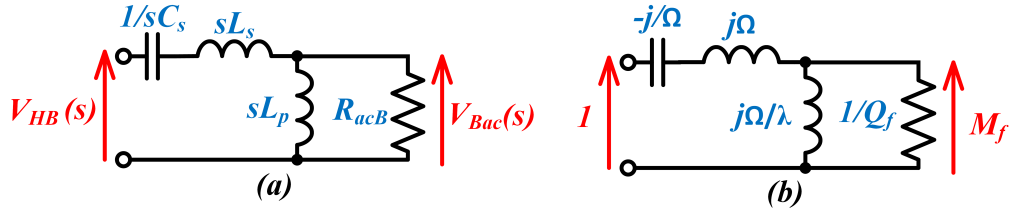


Figura 14 – Circuito do filtro série-paralelo LLC para análise no domínio da frequência no modo direto com. (a) componente fundamental da tensão de entrada. (b) tensão de entrada normalizada.

Fonte: (COIMBRA, 2017) (ALMEIDA et al., 2014)

$$\lambda = \frac{L_s}{2L_p} \quad (3.4)$$

$$R_{Bca} = \frac{8n^2 V_B^2}{\pi^2 P} \quad (3.5)$$

$$n = \frac{V_{CC}}{2V_B} \quad (3.6)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (3.7)$$

$$Q_f = \frac{Z_o}{R_{Bca}} \quad (3.8)$$

$$\Omega = \frac{\omega_S}{\omega_0} \quad (3.9)$$

sendo  $\lambda$  a relação entre as indutâncias série e paralelo,  $R_{Bca}$  a resistência CA equivalente do banco de baterias refletida para o lado primário,  $n$  a relação de transformação,  $Z_0$  a impedância característica do filtro ressonante,  $Q_f$  o fator de qualidade do modo direto e  $\Omega$  a frequência normalizada (COIMBRA, 2017).

Assim, a função de transferência do circuito normalizado (Figura 14b) é dado por (Equação 3.10):

$$|M_f(\Omega, Q_f)| = \frac{\Omega}{\sqrt{[\Omega^2(\lambda + 1) - \lambda]^2 + \Omega^2 Q_f^2 (1 - \Omega^2)^2}} \quad (3.10)$$

A Figura 15 apresenta algumas curvas de ganho para diferentes valores de  $Q_f$  e uma  $\lambda$  fixada em 0,167.

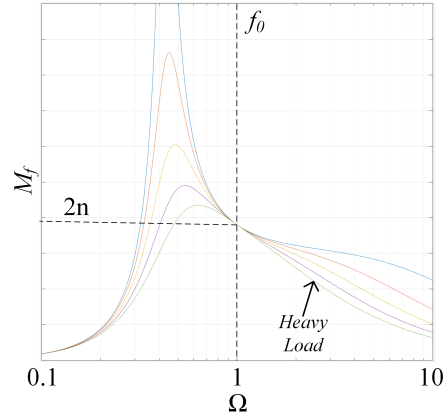


Figura 15 – Ganho em modo direto em função da frequência de comutação normalizada para diferentes *State of Charge* do banco de baterias.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

### 3.2 ANÁLISE DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR EM MODO REVERSO

No modo de operação reverso do conversor, a demanda de energia da nanorede é suprida pelo banco de baterias. O circuito equivalente CA para esse modo é ilustrado pela Figura 17a e b.

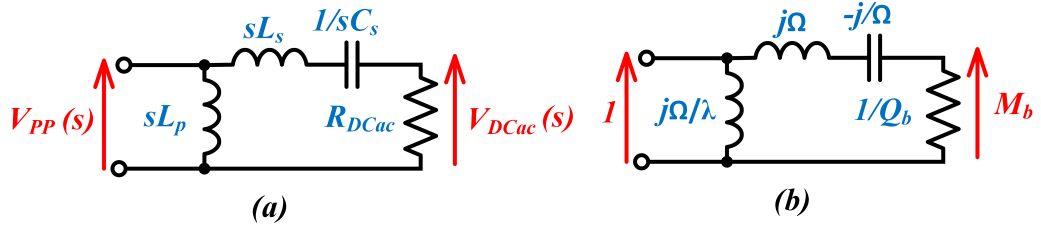


Figura 16 – Circuito do filtro série-paralelo LLC para análise no domínio da frequência no modo reverso com. (a) componente fundamental da tensão de entrada. (b) tensão de entrada normalizada.

Fonte: (COIMBRA, 2017) (ALMEIDA et al., 2014)

a tensão de entrada  $v_{PP}(t)$  tem forma de onda quadrada com características da entrada dos terminais do transformador apresentado no conversor *push-pull*. Por aproximação senoidal,  $v_{PP}(t)$  pode ser definido pela Equação 3.11, e pode ser representada no domínio da frequência por  $V_{PP}$  (COIMBRA, 2017).

$$v_{PP}(t) = \frac{4nV_B}{\pi} \sin(\omega_S t) \quad (3.11)$$

A carga equivalente da nanorrede para o circuito CA  $R_{CCca}$  é apresentado pela Equação 3.12.

$$R_{CCca}(t) = \frac{2R_{CC}}{\pi^2} \quad (3.12)$$

sendo  $R_{DC}$  a resistência de carga da nanorrede, que pode flutuar enquanto em operação. Sendo assim, o fator de qualidade  $Q_b$ , para o modo reverso foi modificado para a seguinte Equação X, considerando a impedância característica do filtro ressonante  $Z_0$  com o mesmo valor do modo direto (COIMBRA, 2017).

$$|M_b(\Omega, Q_b)| = \frac{2n\Omega}{\sqrt{Q_b^2(\Omega^2 - 1)^2 + \Omega^2}} \quad (3.13)$$

Algumas curvas de ganho são apresentadas pela Figura 17, para um  $\lambda$  fixado em

0,167 e diferentes valores de  $Q_b$ . Os modos de operação ZCS e ZVS para os MOSFETs que estão em comutação ocorrem quando  $\Omega < 1$  e  $\Omega > 1$  respectivamente (COIMBRA, 2017).

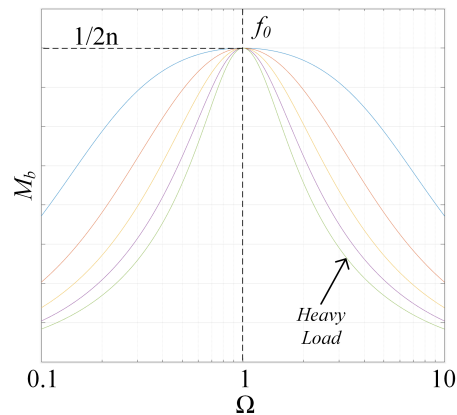


Figura 17 – Característica de operação para o conversor ressonante LLC meia-ponte, em modo reverso.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

Durante a operação do conversor, é desejável manter os MOSFETs em comutação suave tanto para o modo direto quanto para o reverso. A partir da análise previamente realizada, conclui-se que uma pequena frequência de ressonância serial é necessária para evitar uma alta frequência de comutação para o modo reverso, mas não tão pequena para que não ocorra comutação a uma frequência menor que 15kHz no modo direto. Dada essas restrições, a Tabela 3 descreve os parâmetros de projeto desejáveis para o conversor em questão (COIMBRA, 2017).

Tabela 3 – Parâmetros desejáveis do conversor

Parâmetro	Especificações
$f_o$	18kHz - 20kHz
Frequência de comutação máxima em modo direto	15kHz
Frequência de comutação máxima em modo reverso	150kHz
Comutação suave	Modo ZVS

Fonte: (COIMBRA, 2017)

A Tabela 4 apresenta os parâmetros da nanorrede CC tomados como base para o projeto.

Tabela 4 – Parâmetros da nanorrede CC

Parâmetro	Sigla	Valor
Tensão de barramento CC	$V_{CC}$	380V
Varição da tensão das baterias	$V_B$	20V - 29.2V
Potência máxima	$P_{max}$	292W
Varição de carga do barramento CC	$R_{CC}$	20% - 100%

Fonte: (COIMBRA, 2017)

Considerando a análise previa do conversor e as restrições impostas pela tabela 3, é possível definir os parâmetros do projeto e lista-los na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros de projeto

Parâmetro	Sigla	Valor
Relação de transformação	$n$	10
Frequência de ressonância série	$f_o$	19,2kHz
Capacitância série	$C_s$	2 x 43nF
Indutância série	$L_s$	800 $\mu$ H
Indutância de magnetização do transformador	$L_p$	1,2mH
Relação de indutância série-paralelo	$\lambda$	0,667
Impedância característica do filtro ressonante	$Z_0$	96,45
Fator de qualidade máximo em modo direto	$Q_{fmax}$	0,595
Fator de qualidade máximo em modo reverso	$Q_{bmax}$	0,962

Fonte: (COIMBRA, 2017)

### 3.3 PROJETO DO MODO DE OPERAÇÃO DIRETO

Para uma tensão de barramento de 380V (nominal), as curvas de tensão da bateria são ilustradas pela Figura 18, onde cada curva representa um estado de carga ( $SoC$ ) diferente.

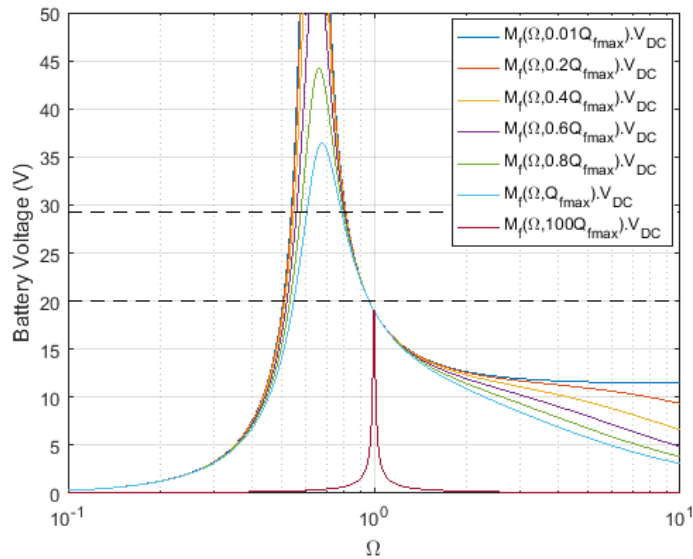


Figura 18 – Tensão do banco de baterias em função da frequência de comutação normalizada para diferentes cargas e tensões de saída (gama completa de  $SoC$ ).

Fonte: (COIMBRA, 2017)

A tensão do banco de baterias pode variar entre 20V e 29.2V dependendo do estado de carga, isso corresponde a uma gama de frequência de operação de aproximadamente  $0,9f_o$  no conversor. O conversor ressonante LLC estará operando em comutação suave,

ZVS ocorrendo na comutação do lado de alta tensão e ZCS na comutação do lado de baixa tensão.

A partir dos estados de carga da bateria, o sistema de controle irá atuar para garantir que a tensão e corrente se mantenham nos valores específicos de cada estado. Através da tensão de referência um erro  $e_{VB}$ , compensado por  $G_{VB}(s)$ , é gerado. O compensador, que produz a corrente de referência, é limitado pela corrente intensa de carregamento ( $0,1Cap$ ). Assim, o erro de corrente  $e_{iB}$  é obtido pelo sistema e compensando por  $G_{iB}(s)$ , que possui um limite mínimo e máximo definidos pelos valores máximos e mínimos da frequência de comutação de  $S_1$  e  $S_2$ . Existe uma relação do valor mínimo de frequência 15kHz proveniente da ação de controle resultante de  $V_{Bcontrol}$ . Para uma ação de controle intensa, uma baixa frequência de comutação é obtida. A gama de frequência de operação é limitada pela região de ZVS (Ilustrado pela Figura 18). É importante que a ação de controle sature na região ZVS de menor frequência, para evitar a possível obtenção de um mesmo ganho de tensão de saída por parte do conversor, quando operando fora da região de ZVS. A Figura 19 ilustra o esquema controle para o modo direto do conversor.

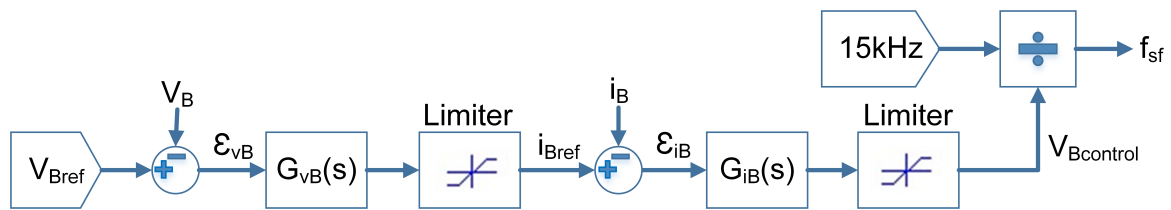


Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo de operação direto.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

A partir de uma frequência de comutação resultante pré-determinada, essa é inserida em um circuito de *driver* conhecido como *voltage controlled oscillator* ou VCO, seu objetivo é comutar os MOSFETs na frequência desejada e com um *dead time* definido. O diagrama do *driver* é apresentado pela Figura 20.

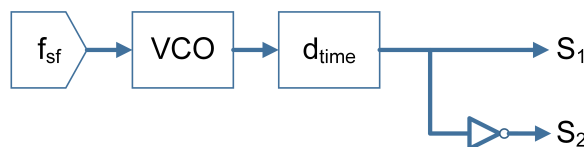


Figura 20 – Chaveamento do par de MOSFETs em modo direto.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

### 3.4 PROJETO DO MODO DE OPERAÇÃO REVERSO

Durante o descarregamento da bateria, sua tensão oscila entre  $V_{float}$  e  $V_{cutoff}$ , dessa forma, a frequência de comutação do conversor é capaz de manter constante a tensão no

barramento em caso de variação de carga na nanorrede. As Figuras 21 e 22 ilustram o comportamento do conversor no modo reverso para tensões do banco de baterias mínima e máxima respectivamente. Note que a frequência de operação do conversor varia entre 1,2 ate 7,2 de  $f_o$ , o que indica uma frequência máxima de aproximadamente 140kHz para o pior caso (20% da carga nominal) (COIMBRA, 2017).

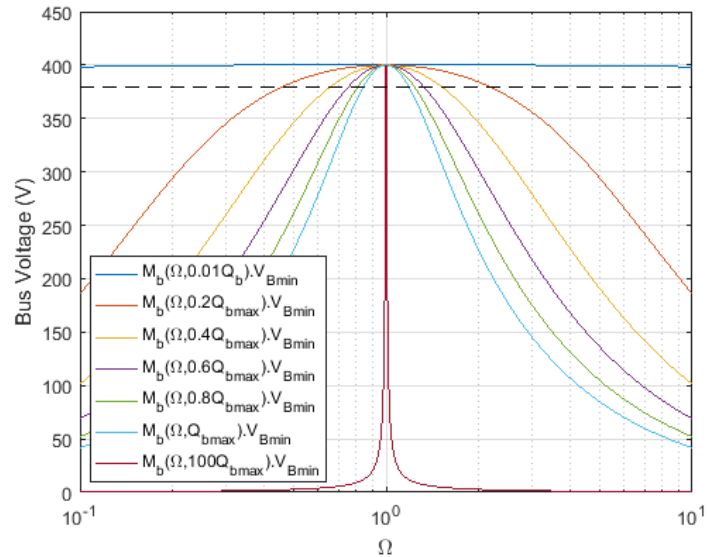


Figura 21 – Característica de operação para o conversor ressonante LLC meia-ponte, em modo reverso com tensão mínima no banco de baterias.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

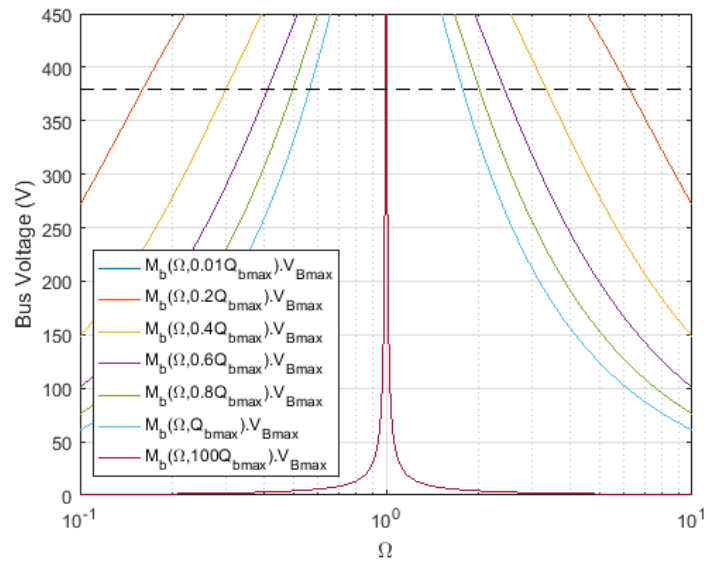


Figura 22 – Característica de operação para o conversor ressonante LLC meia-ponte, em modo reverso com tensão máxima no banco de baterias.

Fonte: (COIMBRA, 2017)



O mesmo diagrama de controle do modo direto foi implementado. Entretanto, apenas a malha de tensão é utilizado, com uma frequência mínima escolhida para  $f_o$ , garantindo que o conversor opere em modo ZVS. O diagrama de controle é ilustrado pela Figura 23 (COIMBRA, 2017).

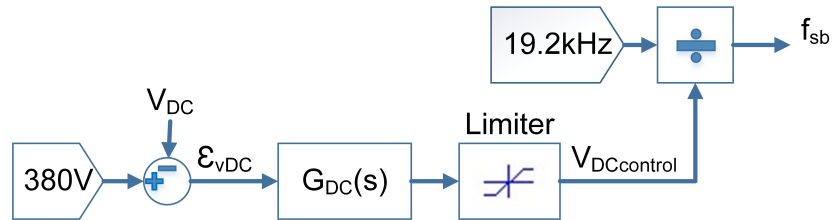


Figura 23 – Diagrama de blocos do sistema de controle em modo de operação reverso.

Fonte: (COIMBRA, 2017)

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta exemplos de simulação do funcionamento do conversor ressonante LLC bidirecional meia-ponte para os modos direto e reverso, apresentando suas características de operação para diferentes situações.

Para segunda parte do capítulo, são apresentados resultados do circuito protótipo projetado, com o objetivo de validar a teoria de operação do conversor desenvolvida neste trabalho. Os parâmetros do protótipo são os mesmos utilizados na simulação.

### 4.1 SIMULAÇÃO DO MODO DE OPERAÇÃO DIRETO - BANCO DE BATERIAS REPRESENTADO POR UMA RESISTÊNCIA EQUIVALENTE

Considerando o banco de baterias como uma carga resistiva, o valor dessa resistência se altera para cada estado de carga, podendo apresentar valores mínimos e máximos durante o processo de carregamento. O valor de resistência mínima  $R_{Bmin}$  é definido pela Equação 4.1.

$$R_{Bmin} = \frac{V_{Bmin}}{i_{Bmax}} = 2\Omega \quad (4.1)$$

Para a condição de resistência mínima, a tensão de dreno-fonte ( $V_{DS}$ ) e corrente de dreno-fonte ( $i_{DS}$ ) do par de MOSFETs são ilustradas pela Figura 24. Do lado de alta tensão, durante o período de transição de um estado para próximo, a tensão sobre a chave é nula, ou seja, não existem perdas, destacando o modo ZVS nas chaves  $S_1$  e  $S_2$ . Para o lado de baixa tensão,  $S_{R1}$  e  $S_{R2}$  apresentam seu funcionamento em ZCS (COIMBRA, 2017).

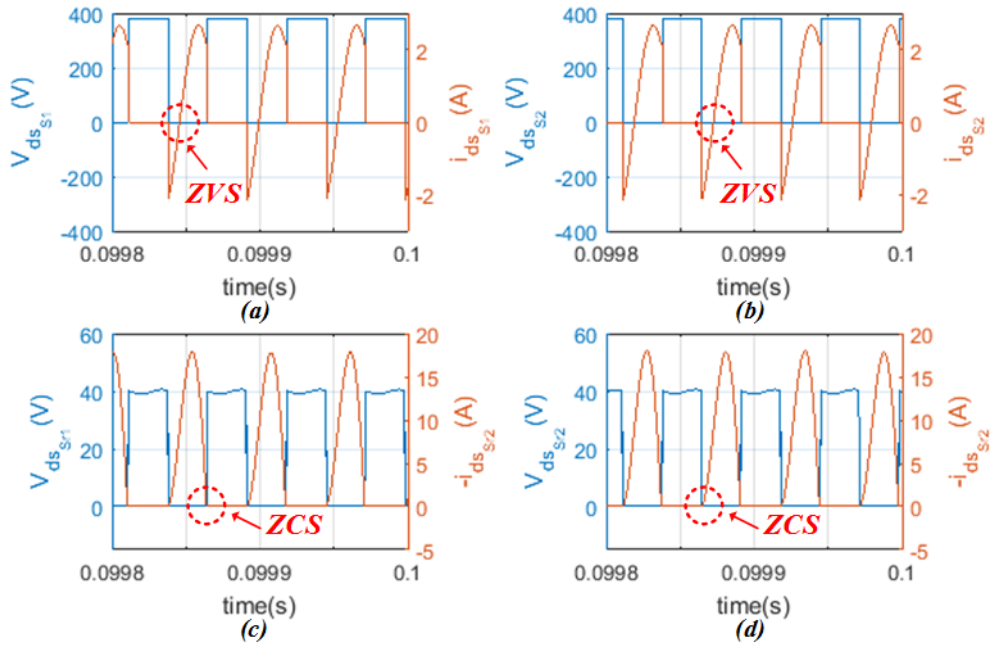


Figura 24 – Formas de onda da tensão e corrente de dreno-fonte durante o modo direto com banco de baterias em  $R_{Bmin}$  para os MOSFETs do lado de alta tensão. (a)  $S_1$ . (b)  $S_2$ . E de baixa tensão. (c)  $S_{R1}$ . (d)  $S_{R2}$ .

Fonte: (COIMBRA, 2017)

Para a próxima condição, define-se o valor de resistência máxima equivalente  $R_{Bmax}$  que representa o banco de baterias, sendo descrita pela Equação 4.2.

$$R_{Bmax} = \frac{V_{Bmax}}{i_{Bmax}} = 2,92\Omega \quad (4.2)$$

Considerando o estado de resistência máxima, as formas de onda das chaves durante a transição são ilustradas pela Figura 25. A operação em ZVS e ZCS também ocorrem para ambos os pares de MOSFETs ( $S_1, S_2$ ) e ( $S_{R1}, S_{R2}$ ), respectivamente (COIMBRA, 2017).

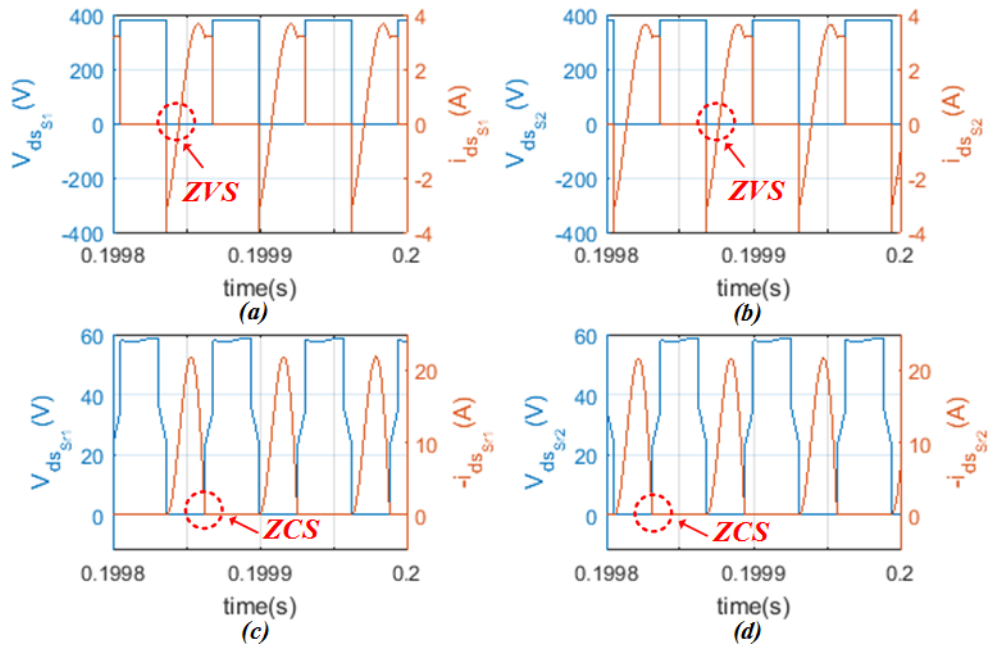


Figura 25 – Formas de onda da tensão e corrente de dreno-fonte durante o modo direto com banco de baterias em  $R_{Bmax}$  para os MOSFETs do lado de alta tensão. (a)  $S_1$ . (b)  $S_2$ . E de baixa tensão. (c)  $S_{R1}$ . (d)  $S_{R2}$ .

Fonte: (COIMBRA, 2017)

#### 4.2 MODO DE OPERAÇÃO REVERSO - BANCO DE BATERIAS COM TENSÃO MINÍMA E MÁXIMA

O banco de baterias pode suprir a demanda de potência da nanorrede para condições de tensão mínima e máxima. A Figuras 26 e 27 apresentam as formas de onda da tensão e da corrente de dreno-fonte das chaves em modo reverso para tensões máxima e mínima do banco de baterias, respectivamente, destacando a presença do ZVS e do ZCS.

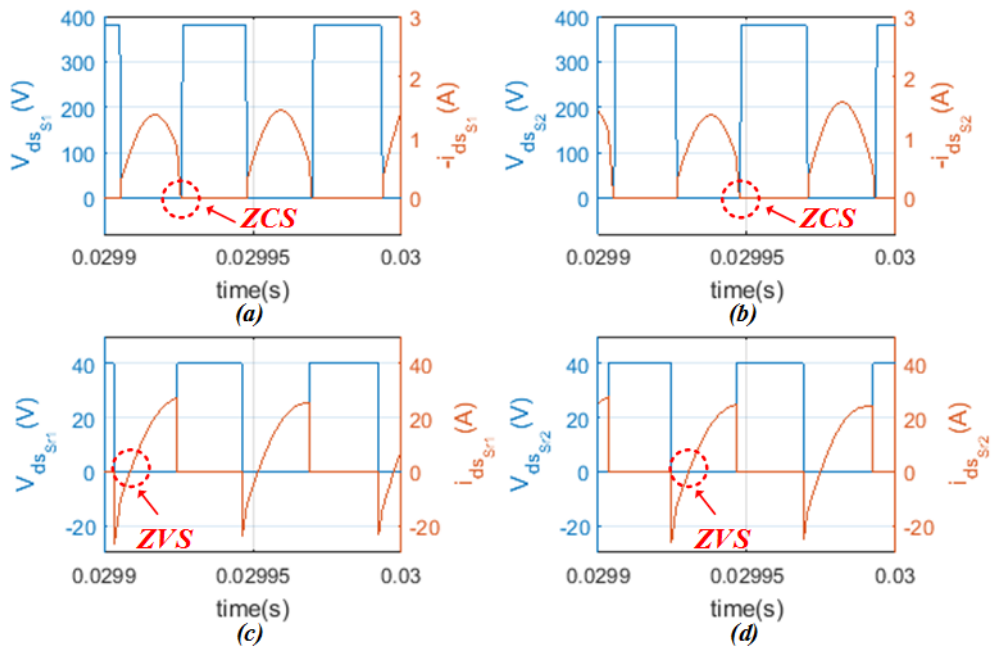


Figura 26 – Formas de onda da tensão e corrente de dreno-fonte durante o modo reverso com banco de baterias em  $V_{Bmin}$  para os MOSFETs do lado de alta tensão. (a)  $S_1$ . (b)  $S_2$ . E de baixa tensão. (c)  $S_{R1}$ . (d)  $S_{R2}$

. Fonte: (COIMBRA, 2017)

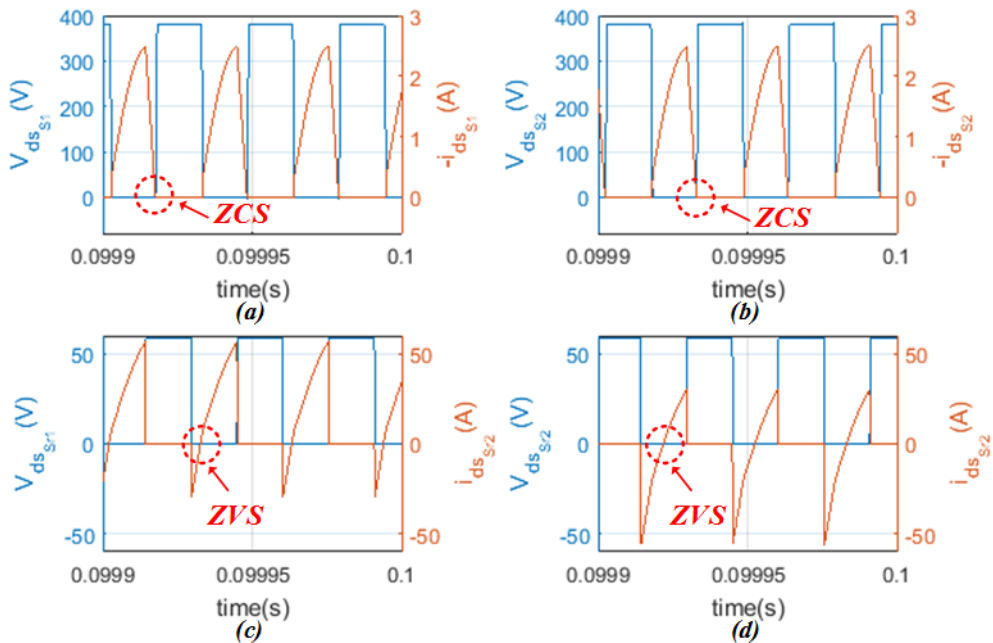


Figura 27 – Formas de onda da tensão e corrente de dreno-fonte durante o modo reverso com banco de baterias em  $V_{Bmax}$  para os MOSFETs do lado de alta tensão. (a)  $S_1$ . (b)  $S_2$ . E de baixa tensão. (c)  $S_{R1}$ . (d)  $S_{R2}$ .

Fonte: (COIMBRA, 2017)

### 4.3 MODO DE OPERAÇÃO DIRETO - CARREGAMENTO DO BANCO DE BATERIAS

A Figura 28 ilustra o processo de carga do banco de baterias, iniciando em carga intensa (corrente constante) e terminando no estado de flutuação (tensão constante). Note que o período de transição do nível de tensão de referencia ocorre quando  $V_B = 29,2V$  e  $i_B = 2A$  e a frequência de comutação esta em torno de  $17.3kHz$ , ou seja,  $0,9f_o$ , como previamente descrito no Capítulo 3 pela Figura 18.

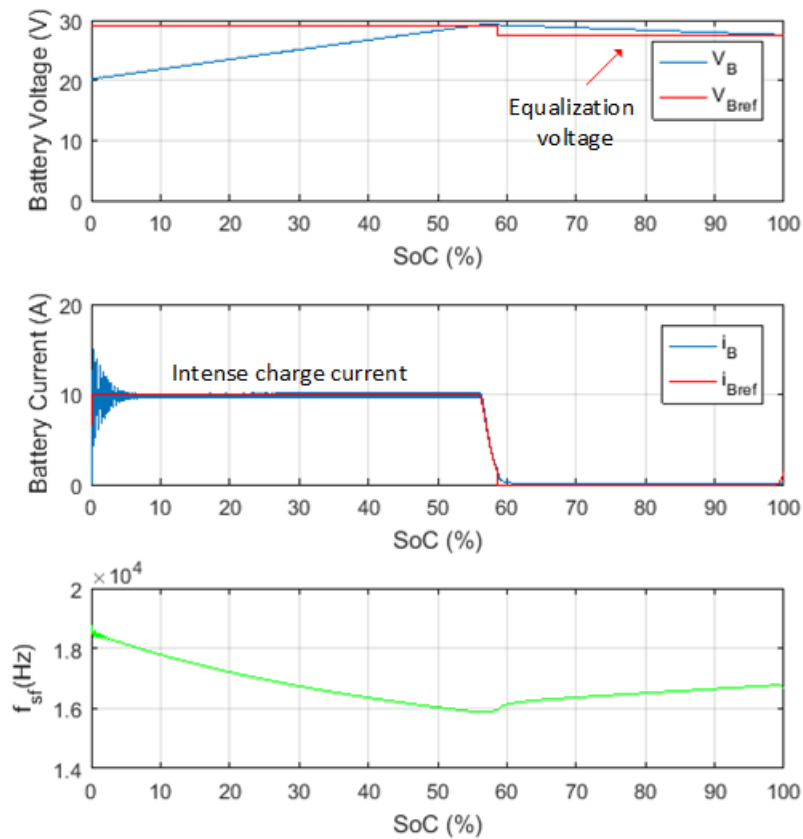


Figura 28 – Parâmetros de operação durante o processo de carga do banco de baterias para. (a)  $V_B$ . (b)  $i_B$ . (c)  $f_{sf}$ .

Fonte: (COIMBRA, 2017)

### 4.4 MODO DE OPERAÇÃO REVERSO - NANORREDE COM CARGA VARIÁVEL

Nesta situação, o banco de baterias fornece potência para a nanorrede que opera com carga variável. A Figura 29 apresenta o conversor operando em 3 intervalos distintos:  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$ . Para esta simulação, foi considerado que o banco de baterias mantém sua tensão máxima para todos os intervalos descritos.

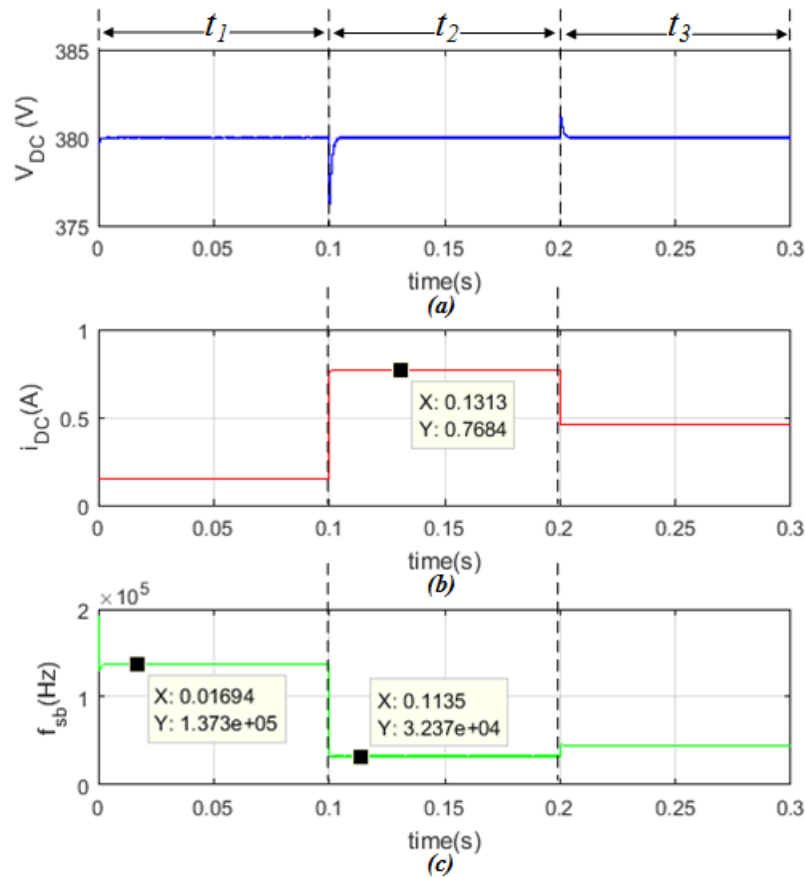


Figura 29 – Parâmetros de operação durante variações de carga na nanorrede para. (a)  $V_{DC}$ . (b)  $i_{DC}$ . (c)  $f_{sb}$ .

Fonte: (COIMBRA, 2017)

No instante  $t_1$ , o conversor opera em baixa carga (20% do valor nominal), o sistema de controle impõe uma alta frequência de comutação no par de MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$  para manter a tensão do barramento CC constante em 380V. Nesse caso, a frequência de comutação fica muito próxima a 140kHz.

No instante  $t_2$ , o conversor opera em carga nominal. Note que frequência de comutação decai fortemente (como esperado pelo projeto, previamente ilustrado pela Figura 22 do Capítulo 3). A tensão do barramento da nanorrede se mantém constante com um valor de *ripple* transitório de 4V.

No instante  $t_3$ , o conversor opera com 60% do valor de carga nominal. O sistema de controle identifica a transição e responde rapidamente para manter a tensão do barramento constante. Note que novamente a frequência de comutação se eleva, como esperado do projeto em modo de operação reverso.

#### 4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de transformador e um circuito de ensaio foram desenvolvidos para validar toda a teoria e simulações aqui apresentadas.

A Figura 30 ilustra o transformador final desenvolvido.



Figura 30 – Protótipo do transformador construído.

Esse transformador foi posteriormente ensaiado em modo direto, e suas curvas de característica de comportamento foram obtidas aplicando uma tensão no primário ( $V_{CC}$ ) fixa de 100V e uma corrente constante na saída, gerada por uma carga eletrônica, representando o nível de carga do sistema.

Para comparar os resultados experimentais com os teóricos alguns pontos de operação do específicos foram medidos durante o ensaio. Esses pontos são descritos pela Tabela 6, em uma situação em que a tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ ) é fixada em 100V



Tabela 6 – Mediações de pontos específicos de operação em modo direto para uma tensão fixa de 100V do lado primário.

Frequência de comutação ( $f_s$ )	Corrente de saída ( $I_0$ )	Tensão de saída ( $V_0$ )
17,19kHz	0A	6,9V
18,94kHz	0A	5,6V
20,92kHz	0A	4,9V
17,19kHz	2A	5,5V
18,94kHz	2A	4,4V
20,92kHz	2A	3,6V
17,19kHz	4A	4,9V
18,94kHz	4A	3,9V
20,92kHz	4A	3V

As Figuras 31, 32, 33 apresentam as curvas de características de comportamento do transformador para alguns pontos de operação.

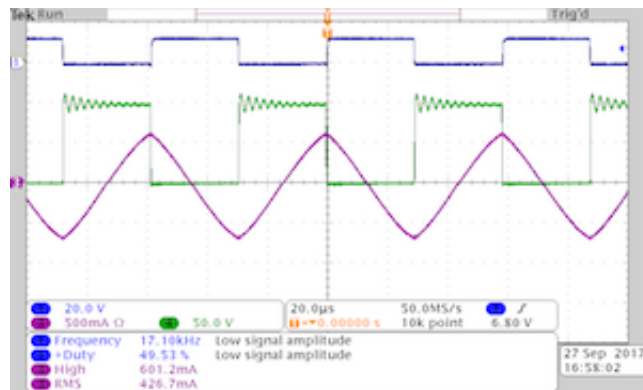


Figura 31 – Curvas de característica do transformador para,  $V_{CC} = 100V$ ,  $f_s = 17,10kHz$  e  $I_0 = 0A$ .

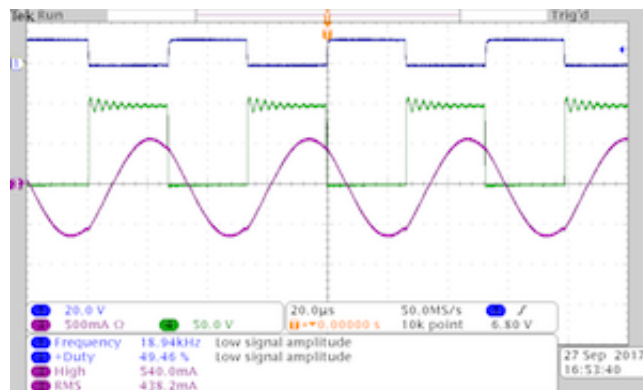


Figura 32 – Curvas de característica do transformador para,  $V_{CC} = 100V$ ,  $f_s = 18,94kHz$  e  $I_0 = 2A$ .

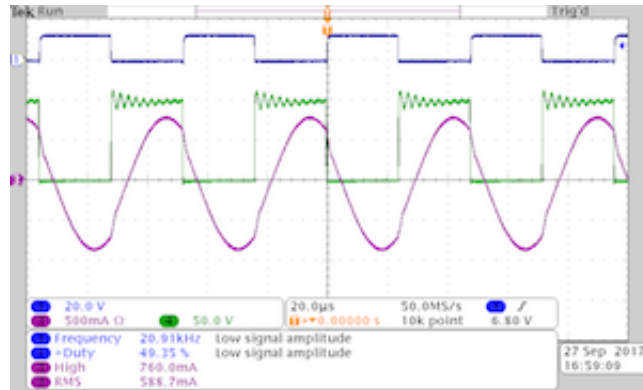


Figura 33 – Curvas de característica do transformador para,  $V_{CC} = 100V$ ,  $f_s = 20.92kHz$  e  $I_0 = 4A$ .

Os valores experimentais foram posteriormente comparados com as curvas teóricas obtidas previamente. As Figura 34, 35 e 36 apresentam os resultados experimentais em 3 níveis de cargas diferentes representados por correntes constantes, ou seja, corrente no secundário ( $I_0$ ) igual a 0A, 2A e 4A respectivamente. Simulando estados sem carga, com carga leve e com carga média.

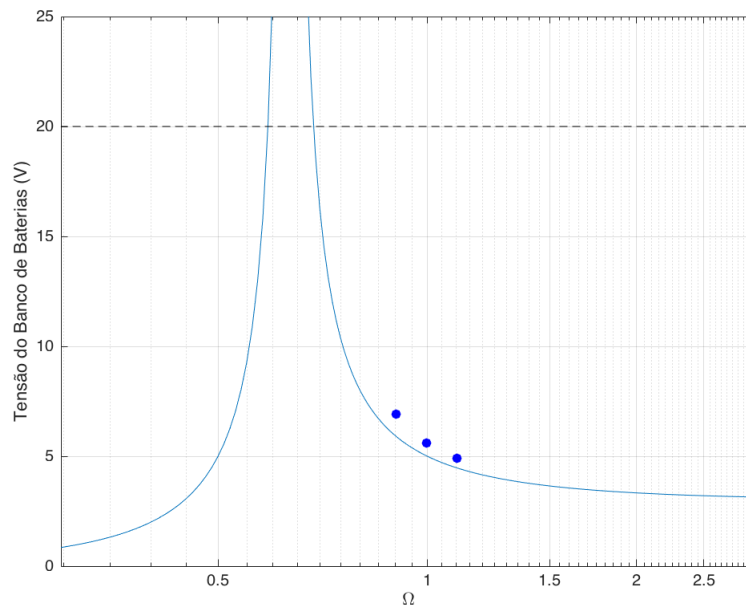


Figura 34 – Comparação entre valores teóricos e valores medidos experimentalmente de  $V_0$ , para corrente no lado secundário ( $I_0$ ) igual a 0A.

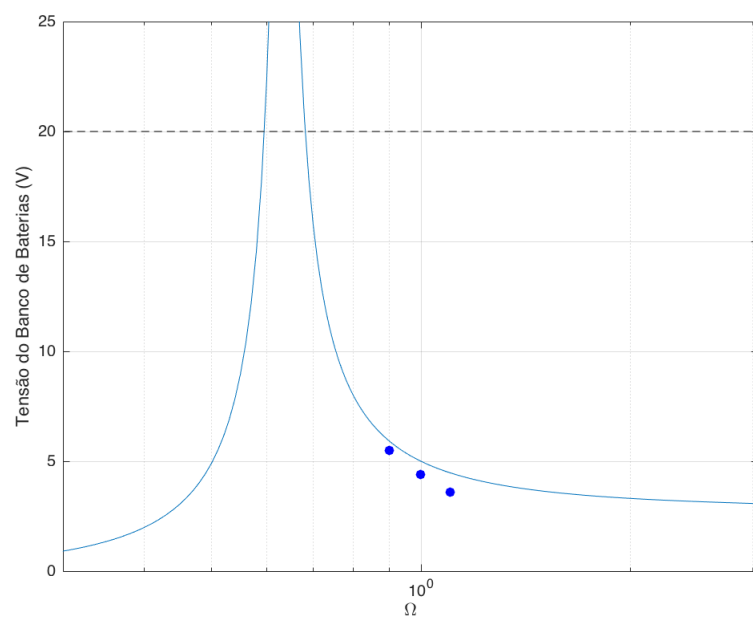


Figura 35 – Comparação entre valores teóricos e valores medidos experimentalmente de  $V_0$ , para corrente no lado secundário ( $I_0$ ) igual a 2A.

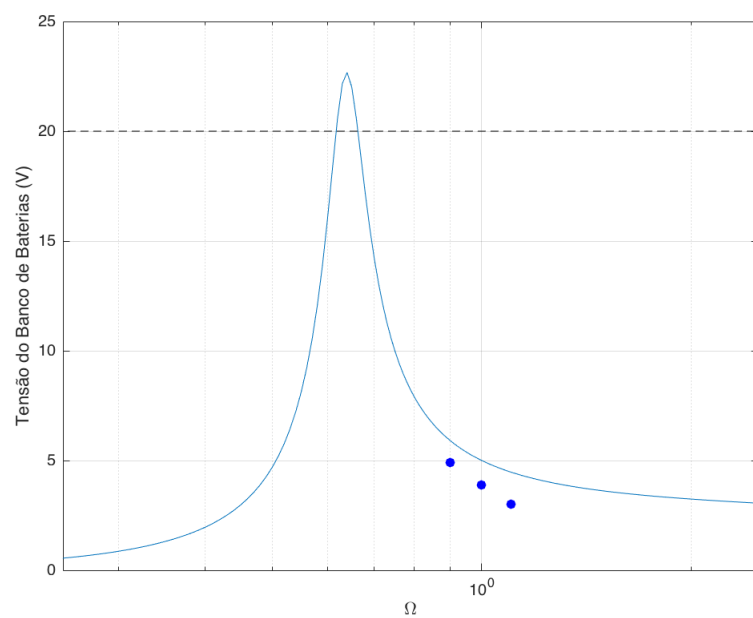


Figura 36 – Comparação entre valores teóricos e valores medidos experimentalmente de  $V_0$ , para corrente no lado secundário ( $I_0$ ) igual a 4A.

## 5 CONCLUSÃO

A topologia de conversor ressonante bidirecional aqui proposta possui varias vantagens sobre outros conversores, principalmente por sua característica de comutação suave para toda a faixa de operação, tanto em modo direto quanto reverso. O uso do transformador como um elemento de transferência de potência, adiciona sua indutância própria ao circuito eliminando a obrigatoriedade de indutores adicionais no circuito. O projeto possui um capacitor em ponte, que compõe a capacitância ressonante, além disso, ao operar em retificação síncrona em modo direto, a topologia apresenta um desempenho elevado, baixo custo, volume reduzido e alta eficiência.

Observou-se que a escolha do conversor ressonante e sua topologia LLC correspondeu às expectativas pela operação e funcionalidade na transferência de potência entre o barramento CC e o banco de baterias.

O conversor opera tanto em modo direto quanto reverso com resultados satisfatórios. A operação em ZVS (para o par de MOSFETs do lado primário) e ZCS (para o par de MOSFETs do lado secundário) é estendido para ambos os modos de operação para todos os níveis de carga apresentados. A faixa de frequência de comutação esta dentro de limites satisfatórios de operação, sendo a frequência mínima atingida de 15kHz no modo direto e a máxima de aproximadamente 140kHz no modo reverso.

### 5.1 TRABALHOS FUTUROS

Dos resultados obtidos neste trabalho, algumas propostas são apresentadas como possíveis trabalho futuros.

- Desenvolver o protótipo de placa do conversor e realizar os testes necessários para validar o modelo por completo;
- Refinar o sistema de controle do conversor com sensores de tensão e corrente, aumentando a precisão e diminuindo o tempo de convergência da resposta.

## REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, P. S. et al. Síntese de conversores ressonantes com alto fator de potência e alta eficiência para o acionamento de diodos emissores de luz. Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.
- BORAGE, M. et al. Resonant immittance converter topologies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 3, p. 971–978, 2011.
- BRYAN, J.; DUKE, R.; ROUND, S. Decentralized generator scheduling in a nanogrid using dc bus signaling. In: IEEE. *Power Engineering Society General Meeting, 2004. IEEE*. [S.l.], 2004. p. 977–982.
- CARDOSO, R. L. et al. Conversores cc-cas bidirecionais isolados em alta frequência. Florianópolis, SC, 2007.
- CHOWDHURY, S.; CROSSLEY, P. *Microgrids and active distribution networks*. [S.l.]: The Institution of Engineering and Technology, 2009.
- COIMBRA, J. P. An isolated bidirectional soft-switching converter based on llc resonant half-bridge with synchronous rectification. COBEP, 2017.
- CVETKOVIC, I. Modeling, analysis and design of renewable energy nanogrid systems. 2010.
- DAMASCENO, A. d. C. H. et al. Controle preditivo de corrente aplicado a um controlador de carga de baterias baseado em conversor cc-cc bidirecional. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2008.
- FALCÃO, D. M. Integração de tecnologias para viabilização da smart grid. *III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, p. 1–5, 2010.
- GUERRERO, J. M. et al. Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 1, p. 158–172, 2011.
- JUNG, J.-h.; KWON, J.-g. Theoretical analysis and optimal design of llc resonant converter. In: IEEE. *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*. [S.l.], 2007. p. 1–10.
- LEE, F. et al. Proposal for a mini consortium on sustainable buildings and nanogrids. *Center for Power Electronic Systems, Virginia Tech., Blacksburg, VA*, 2010.
- LI, Z.; YAO, T. Renewable energy basing on smart grid. In: IEEE. *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1–4.
- MARCELINO, R. P. M. *Controlo de Armazenamento de Energia em Barramento CC*. Tese (Doutorado) — Universidade do Porto, 2013.
- MONIZ, D. F. C. *Conversor DC-DC Bidirecional Isolado Ressonante aplicado a Veículos Elétricos*. Dissertação (Mestrado), 2015.

OLIVEIRA, L. P. d. Conversor cc-cc bidirecional atuando como controlador de carga de baterias em uma nanorrede. 2016.

RODRIGUES, M. d. C. B. P. et al. Integração de filtro ativo de potência monofásico e bifásico ao sistema de propulsão de um veículo elétrico. Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2014.

SHAYANI, R. A.; OLIVEIRA, M. d.; CAMARGO, I. d. T. Comparação do custo entre energia solar fotovoltaica e fontes convencionais. In: *Congresso Brasileiro de Planejamento Energético (V CBPE)*. Brasília. [S.l.: s.n.], 2006.

SILVA, E. P. da et al. *Recursos energéticos, meio ambiente e desenvolvimento*. [S.l.]: MultiCiência, 2003.

SILVA, W. W. A. G. *Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento cc e carregamento de baterias em um Sistema Nanorrede*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.

## 6 ANEXO

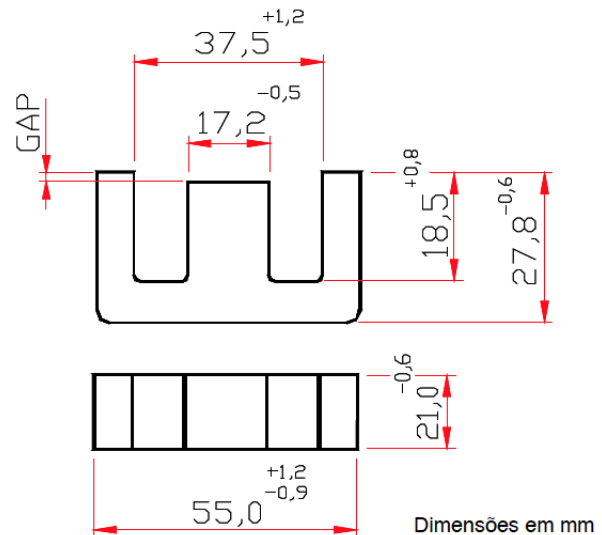
### 6.1 NÚCLEO MAGNÉTICO

**NEE-55/28/21**

**Parâmetros Efetivos do Núcleo:**

$\Sigma I/A$	0,34	mm <sup>-1</sup>
<b>Le</b>	120,0	mm
<b>Ae</b>	354,0	mm <sup>2</sup>
<b>Amin</b>	- - -	mm <sup>2</sup>
<b>Ve</b>	42500,0	mm <sup>3</sup>

Peso Aprox. (pç) 109,0 g



#### COM GAP

DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ $\mu e$
NEE-55/28/21-125-IP12R	IP12R	125	± 8	*3,05	34
NEE-55/28/21-220-IP6	IP6	220	± 10	2,85	60
NEE-55/28/21-220-IP12R	IP12R	220	± 10	2,85	60
NEE-55/28/21-300-IP6	IP6	300	± 10	2,00	81
NEE-55/28/21-300-IP12R	IP12R	300	± 10	2,00	81
NEE-55/28/21-330-IP6	IP6	330	± 10	1,70	89
NEE-55/28/21-380-IP6	IP6	380	± 10	1,40	103
NEE-55/28/21-380-IP12R	IP12R	380	± 10	1,40	103
NEE-55/28/21-496-IP12R	IP12R	496	± 10	0,96	134
NEE-55/28/21-520-IP6	IP6	520	± 10	0,90	141
NEE-55/28/21-930-IP6	IP6	930	± 15	0,70	252

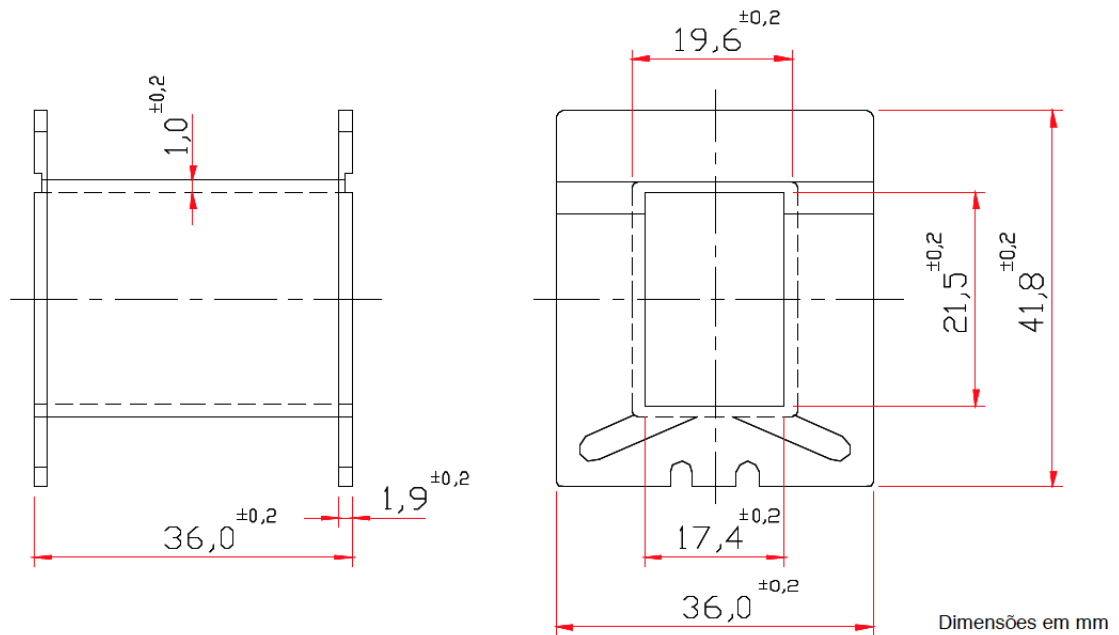
\* gap Simétrico

#### SEM GAP

CÓDIGO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol. %	~g [mm]	~ $\mu e$
NEE-55/28/21-6000-IP6	IP6	6000	+40 / -20	- - -	1623
NEE-55/28/21-6500-IP12R	IP12R	6500	+40 / -20	- - -	1759
NEE-55/28/21-6800-IP12E	IP12E	6800	± 25	- - -	1840
NEE-55/28/21-7050-IP612	IP612	7050	min.	- - -	1907

Outros Al's mediante consulta

## CARRETEL



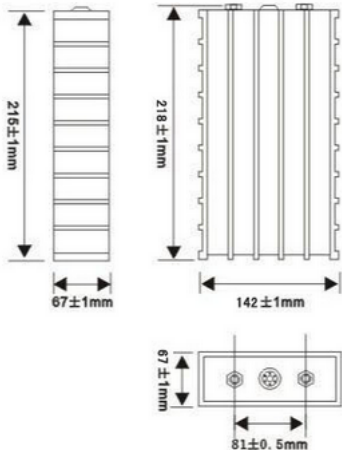
DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	Nº DE SECCÕES	JANELA [mm <sup>2</sup> ]	COMPRI. MÉD. [mm/esp]	PESO ~g [mm]	MATERIAL
CE-55/28/21-1/0-POM	1	250,00	116,00	8,50	Poliacetel

## 6.2 ESPECIFICAÇÕES DO BANCO DE BATERIAS

Battery Technical Specifications		
Item	SE100AHA	
Nominal Capacity(AH)	100	
Nominal Voltage(v)	3.2	
Internal Impedance(1khz Ac,mΩ)	≤0.9	
Charging Cut-off voltage(cccv model,v)	3.6	
Discharging Cut-off voltage(v)	2.5	
Recommend Charging - Discharging Current(0.3c,A)	30	
Maximum Short-time Discharging Current(period≤10s,A)	800	
Life Cycle(0.3c Charging-Discharging,80%DOD)	2000	
Operating Thermal Ambient	Charging	0~45° C
	Discharging	-20~55° C
Storage Thermal Ambient	-20~45° C	
Weight(Kg)	Approximately3.2	
Shell Material	Plastic	



### Battery Dimensions



### Discharge Curve

