

Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia e Geociências
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

EDUARDO JOSÉ BARBOSA

**CONVERSOR MULTINÍVEL BASEADO EM INDUTOR ACOPLADO PARA
APLICAÇÃO EM MICRORREDES HÍBRIDAS**

Recife

2018

EDUARDO JOSÉ BARBOSA

**CONVERSOR MULTINÍVEL BASEADO EM INDUTOR ACOPLADO PARA
APLICAÇÃO EM MICRORREDES HÍBRIDAS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof.^o Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti.

Coorientador: Prof.^o Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.

Recife

2018

Catálogo na fonte
Bibliotecária Maria Luiza de Moura Ferreira, CRB-4 / 1469

B238c Barbosa, Eduardo José.
 Conversor multinível baseado em indutor acoplado para aplicação em microrredes híbridas / Eduardo José Barbosa. - 2018.
 93 folhas, il., tabs., abr., sigl. e símb.

 Orientador: Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti.

 Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.

 Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

 Inclui Referências e Apêndice.

1. Engenharia Elétrica. 2. Microrrede híbrida. 3. Multinível. 4. Mestre-escravo. 5. Indutor acoplado. I. Cavalcanti, Marcelo Cabral (Orientador). II. Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2018-387

EDUARDO JOSÉ BARBOSA

**CONVERSOR MULTINÍVEL BASEADO EM INDUTOR ACOPLADO PARA
APLICAÇÃO EM MICRORREDES HÍBRIDAS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 31/07/2018

BANCA EXAMINADORA

Prof^o. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti (Orientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof^o. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo (Coorientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof^o. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof^o. Dr. Yales Rômulo de Novaes (Examinador Externo)
Universidade do Estado de Santa Catarina

Dedico aos meus pais, José André Barbosa e Maria do Carmo de Souza Barbosa.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Maria do Carmo de Souza Barbosa e José André Barbosa, pelo apoio, ensinamentos e tudo que fizeram e vem fazendo por mim. Ao meu irmão, André Antônio Barbosa, pela companhia imprescindível durante mais esta conquista.

Agradeço ao professor Marcelo Cabral, por ser um excelente orientador e de fundamental importância para essa pesquisa, além de amigo de coração. Ao meu coorientador, Gustavo Medeiros, pelas dicas técnicas fundamentais e ajuda no desenvolvimento prático do trabalho, pessoa crucial para o término deste trabalho.

Aos professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE, Francisco Neves, pelo apoio financeiro durante a construção do protótipo, Fabrício Bradaschia e Leonardo Limongi.

Aos amigos Josué e Joyce pela parceria na pesquisa. A José Bruno, Rafael, Marcio Rodrigo, Eduardo Stangler, Aguinaldo Junior, Tiago Cardoso, Lauro César, Márcio Réges, Leonardo Costa, Leandro Figueiredo, Luiz Guilherme, Emerson Alves, Calebe, Arthur e demais amigos dos outros grupos do departamento de engenharia elétrica da UFPE (GPTD e LEEQE) que direta ou indiretamente me apoiaram durante esta jornada.

A Fundação de Amparo à Ciência e Tecnologia de Pernambuco (FACEPE), pelo apoio financeiro durante os 24 meses de pesquisa.

E finalmente a Deus, por toda a minha vida e por me dar condições de vencer mais esta etapa.

RESUMO

A integração em larga escala de fontes de geração distribuída, sobretudo as baseadas em fontes de energias renováveis, tais como painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas, já é uma realidade. Diante do cenário apresentado, está cada vez mais comum a presença de microrredes. Uma microrrede pode ser definida como um agrupamento de unidades de geração distribuída e cargas conectadas a rede elétrica através de um único ponto comum. Diante do exposto, microrredes híbridas têm despertado interesse no sistema elétrico, pois são capazes de contemplar fontes de corrente alternada e fontes de corrente contínua, diminuindo dessa forma a quantidade de estágios de conversão, que seriam necessários para se conectar em uma microrrede convencional. O presente trabalho aborda uma topologia de conversor híbrido multinível baseada em indutor acoplado. Esta topologia visa a melhoria das tensões de corrente alternada fornecidas às cargas, sendo capaz, também, de funcionar como conversor mestre em uma microrrede híbrida baseada na configuração mestre-escravo. Para validação do conversor estudado, resultados de simulações computacionais e resultados experimentais foram obtidos, tendo seu funcionamento durante os modos de operação de uma microrrede híbrida avaliado em simulação.

Palavras-chave: Microrrede híbrida. Multinível. Mestre-escravo. Indutor acoplado.

ABSTRACT

The large-scale integration of distributed generation sources, especially those based on renewable energy sources such as photovoltaic panels and wind turbines, is already a reality. In view of the presented scenario, the presence of microgrids is increasingly common. The microgrid can be defined as a grouping of distributed generation units and loads connected to the electrical grid through a single common point. In view of the above, hybrid microgrids have aroused interest in the electric system, because they are able to contemplate sources of alternating current and sources of direct current, decreasing the amount of conversion stages that would be required to connect in a conventional microgrid. This present work addresses a multilevel hybrid converter topology based on coupled inductor. This topology aims to improve the alternating current voltages supplied to the loads, being able, also, and works as master converter in a hybrid microgrid based on the master-slave configuration. For validation of the studied converter, results of computational simulations and experimental results were obtained, having their operation during the modes of operation of a hybrid microgrid evaluated in simulation.

Keywords: Hybrid Microgrid. Multilevel. Master-slave. Coupled inductor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Arquitetura de uma microrrede híbrida c.a./c.c.	20
Figura 2 – Arquitetura de uma microrrede c.a.	21
Figura 3 – Braço do conversor com indutor acoplado	26
Figura 4 – Braço do conversor com indutor acoplado desenhado de outra forma	27
Figura 5 – Modos de operação do braço de conversor com indutor acoplado considerando os seguintes estados das chaves (q_1, q_2) : (a)(0,0), (b)(0,1), c)(1,0) e d)(1,1).	28
Figura 6 – Modelo correspondente ao braço de conversor com indutor acoplado.	29
Figura 7 – Esquema de modulação unipolar para saída multinível.	30
Figura 8 – Tensão de saída v_{ctN} para o braço do conversor monofásico com indutor acoplado.	31
Figura 9 – Conversor multinível trifásico com indutor acoplado.	31
Figura 10 – Esquema de PWM defasando-se as modulantes.	32
Figura 11 – Tensões entre fases para o conversor trifásico com indutor acoplado.	32
Figura 12 – Geração de níveis adicionais entre fases utilizando uma única portadora	33
Figura 13 – Geração de níveis adicionais entre fases defasando a portadora	33
Figura 14 – Tensão fase-fase para o braço do conversor trifásico com indutor acoplado defasando as portadoras.	34
Figura 15 – Espectro harmônico da tensão v_{ab} empregando uma portadora para as três fases	35
Figura 16 – Espectro harmônico da tensão v_{ab} defasando as portadoras para cada fase	35
Figura 17 – Conversor híbrido, c.c./c.a., solução convencional	37
Figura 18 – Conversor híbrido de sete chaves	37
Figura 19 – Conversor híbrido baseado em indutor acoplado	38
Figura 20 – Conversor de nove chaves	39
Figura 21 – Referências para modulação c.a. e c.c.	41
Figura 22 – Estratégia de PWM para o braço do conversor com indutor acoplado	42
Figura 23 – Esquemático de simulação do HMCIC em malha aberta	44
Figura 24 – Tensão fase neutro na saída c.a. do conversor	45
Figura 25 – Tensão da derivação central em relação ao ponto N	46
Figura 26 – Tensões fase-fase da unidade c.a.	47
Figura 27 – Tensão de saída da unidade c.c.	47
Figura 28 – Correntes na derivação central do indutor acoplado para cada fase	48

Figura 29 – Correntes nas cargas da unidade c.a.	48
Figura 30 – Correntes no indutor acoplado	49
Figura 31 – Controle por inclinação em uma microrrede c.a. com arquitetura híbrida.	51
Figura 32 – Arquitetura da microrrede híbrida com HMCIC.	52
Figura 33 – Microrrede híbrida conectada a rede.	53
Figura 34 – Microrrede híbrida isolada da rede.	54
Figura 35 – Circuito usado no modelo do sistema	55
Figura 36 – Diagrama de blocos para controle de tensão e corrente c.a.	56
Figura 37 – Diagrama de blocos para controle de tensão c.c.	56
Figura 38 – Diagrama para modelagem c.a.	57
Figura 39 – Diagrama de blocos apenas do controle de corrente	58
Figura 40 – Conversor buck	59
Figura 41 – Unidade c.c. isolada	60
Figura 42 – Unidade c.c. apresentada como um conversor abaixador	60
Figura 43 – Unidade c.c. etapa 1	61
Figura 44 – Unidade c.c. etapa 2, considerando-se os seguintes estados das chaves (q_{d1}, q_{d12}): (a) (1,0) e (b) (0,1).	62
Figura 45 – Diagrama esquemático do HMCIC como conversor mestre em uma microrrede híbrida.	65
Figura 46 – Tensão de saída da unidade c.c.	66
Figura 47 – Corrente de saída na malha de controle de tensão durante os modos de operação ilhado e conectado.	67
Figura 48 – Tensão de saída na malha de controle de corrente durante os modos de operação ilhado e conectado.	68
Figura 49 – Correntes verificadas durante o modo conectado e ilhado.	69
Figura 50 – Tensões verificadas durante o modo conectado e ilhado.	70
Figura 51 – Representação simplificada da bancada experimental confeccionada.	73
Figura 52 – Captura de tela do <i>software</i> ControlDesk.	73
Figura 53 – Parte experimental - Frente.	74
Figura 54 – Parte experimental - Filtros.	74
Figura 55 – Captura de Tela do PWM escalar generalizado durante o experimento.	75
Figura 56 – Tensões fase-neutro não filtradas e tensão no neutro (saída c.a. do conversor).	76
Figura 57 – Tensões fase-fase não filtradas (saída c.a. do conversor).	77

Figura 58 – Tensões na saída c.a. dos filtros indutivos e correntes na derivação central do indutor acoplado.	77
Figura 59 – Correntes na carga unidade c.a.	78
Figura 60 – Correntes no indutor acoplado.	78
Figura 61 – Enrolamentos do indutor construído de outra forma	79
Figura 62 – Enrolamento trifásico de indutor acoplado	79
Figura 63 – Bidirecionalidade do HMCIC	80
Figura 64 – Tensão da unidade c.c.	81
Figura 65 – Núcleo e Carretel do tipo E.	89
Figura 66 – Indutor acoplado do HMCIC.	92

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
MW	Megawatts
GD	Geração Distribuída
PCC	Ponto de Conexão Comum
c.c.	Corrente Contínua
c.a.	Corrente Alternada
VE	Veículo Elétrico
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> - Distorção Harmônica Total
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> - Fonte de Alimentação Ininterrupta
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i> - Ponte-H em cascata
FC	<i>Flying Capacitors</i> - Capacitor Flutuante
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> - Ponto de Neutro Grampeado
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i> - Conversor Multinível Modular
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> - Inversor Fonte de Tensão
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Lagura de Pulso
HMCIC	<i>Hybrid Multilevel Coupling Inductor Converter</i> - Conversor Híbrido Multinível baseado em indutor acoplado
LPF	<i>Low-Pass Filter</i> - Filtro Passa-Baixas
NSI	<i>Nine Switch Inverter</i> - Inversor de Nove Chaves
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i> - Condicionador Universal de Qualidade de Energia
CM	<i>Master Converter</i> - Conversor Mestre
TLSC	<i>Three Leg Split Capacitor</i> - Inversor Trifásico com Capacitor Dividido

SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
PR	Proporcional Ressonante
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador Digital de Sinais
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> - Corrente Contínua em Alta Tensão
CB	<i>Circuit Breaker</i> - Disjuntor

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{cap}	Tensão do barramento c.c.
f_{sw}	Frequência de chaveamento
$M_{c.a.}$	Índice de modulação da unidade c.a. do HMCIC
$M_{c.c.}$	Índice de modulação da unidade c.c. do HMCIC
$V_{c.a.}^*$	Amplitude da tensão de referência da unidade c.a.
$V_{c.c.}^*$	Amplitude da tensão de referência da unidade c.c.
$V_{c.c.}$	Tensão de saída da unidade c.c.
i_{ct}	Corrente na derivação central do indutor acoplado braço monofásico
v_{1O}	Tensão no ponto superior do indutor acoplado em relação ao ponto O do barramento c.c.
v_{2O}	Tensão no ponto inferior do indutor acoplado em relação ao ponto O do barramento c.c.
v_{ctO}	Tensão na derivação central do indutor acoplado em relação ao ponto O do barramento c.c.
v_{ctN}	Tensão na derivação central do indutor acoplado em relação ao ponto N do barramento c.c.
i_1	Corrente no enrolamento superior do indutor acoplado
i_2	Corrente no enrolamento inferior do indutor acoplado
i_{cm}	Corrente de modo comum
$i_{c.c.}$	Corrente na unidade c.c.
i_a, i_b e i_c	Correntes na derivação central do indutor acoplado nas fases a, b e c do HMCIC
i_{al}, i_{bl} e i_{cl}	Correntes nas cargas nas fases a, b e c do HMCIC
L_m	Indutância de magnetização do indutor acoplado
N_p/N_s	Relação de transformação do indutor acoplado

$L_{f.c.c.}$	Filtro indutivo para a unidade c.c.
$C_{f.c.c.}$	Filtro capacitivo para a unidade c.c.
$L_{f.c.a.}$	Filtro indutivo para a unidade c.a.
$C_{f.c.a.}$	Filtro capacitivo para a unidade c.a.
$R_{c.a.}$	Carga resistiva na unidade c.a.
$R_{c.c.}$	Carga resistiva na unidade c.c.
$L_{c.a.}$	Carga indutiva na unidade c.a.
μ	Grau de liberdade responsável por distribuir a razão de trabalho total dos vetores nulos
v_s	Tensão equivalente de Thévenin no PCC
Z_s	Impedância equivalente de Thévenin do sistema
C_v	Controlador da malha de tensão da unidade c.a.
C_i	Controlador da malha de corrente da unidade c.a.
C_d	Controlador da malha de tensão da unidade c.c.
$G_v(s)$	Planta da malha externa de tensão da unidade c.a.
$G_i(s)$	Planta da malha interna de corrente da unidade c.a.
$G_d(s)$	Planta da malha interna de tensão da unidade c.c.
$H_v(s)$	Sensor de tensão da unidade c.a.
$H_i(s)$	Sensor de corrente da unidade c.a.
$H_d(s)$	Sensor de tensão da unidade c.c.
$\mathbf{x}(t)$	Variáveis de estado para modelagem da unidade c.c.
$\mathbf{y}(t)$	Variáveis de saída para modelagem da unidade c.c.
$\mathbf{u}(t)$	Variáveis de entrada para modelagem da unidade c.c.
d	Razão cíclica da unidade c.c.
$K_{pvc.a.}$	Ganho proporcional para o controlador de tensão da unidade c.a.

- $K_{rvc.a.}$ Ganho ressonante para o controlador de tensão da unidade c.a.
- $K_{pic.a.}$ Ganho proporcional para o controlador de corrente da unidade c.a.
- $K_{ric.a.}$ Ganho ressonante para o controlador de corrente da unidade c.a.
- $K_{pvc.c.}$ Ganho proporcional para o controlador de tensão da unidade c.c.
- $K_{ivc.c.}$ Ganho integral para o controlador de tensão da unidade c.c.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO	22
1.2	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	22
2	CONVERSOR MULTINÍVEL BASEADO EM INDUTOR ACOPLADO	24
2.1	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MULTINÍVEIS COM INDUTORES ACOPLADOS	26
2.2	CONVERSORES HÍBRIDOS C.C./C.A.	34
2.3	CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO C.C./C.A. BASEADO EM INDUTOR ACOPLADO	38
2.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	43
2.5	CONCLUSÃO	49
3	CONVERSOR HMCIC APLICADO A UMA MICRORREDE HÍBRIDA	50
3.1	MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR HMCIC PARA ATUAÇÃO EM UMA MICRORREDE	53
3.2	MODELAGEM DO CONVERSOR HMCIC	54
3.2.1	Modelagem da unidade c.a. do HMCIC	55
3.2.2	Modelagem da unidade c.c. do HMCIC	58
3.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DE UMA MICRORREDE HÍBRIDA TENDO COMO CONVERSOR MESTRE O HMCIC	64
3.4	CONCLUSÃO	71
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO HMCIC	72
4.1	DESCRIÇÃO DA MONTAGEM	72
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO HMCIC EM MALHA ABERTA	74
4.3	CONCLUSÃO	81
5	CONCLUSÕES GERAIS	82
5.1	PERSPECTIVAS DE DESENVOLVIMENTOS FUTUROS	82
5.2	PUBLICAÇÃO RESULTANTES DO MESTRADO	83
	REFERÊNCIAS	84
	APÊNDICE A – PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO	89

1 INTRODUÇÃO

O uso natural de energias renováveis é visto com muita clareza nos dias atuais. Segundo o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), em outubro de 2017 a energia eólica foi a principal fonte de geração de energia naquele período para o Nordeste, superando a soma dos megawatts (MW) médios gerados por todos os demais tipos de usinas considerando, inclusive, a importação de eletricidade. É esperado que em 2020 a capacidade instalada de usinas eólicas cresça cerca de 40% avaliando o que foi contratado em leilões.

A energia solar fotovoltaica tem também avançado fortemente em todo o mundo. Diversos incentivos fiscais e políticos têm sido fornecidos para provocar impacto no setor. Atualmente, estão contratados, por meio de leilões de energia, cerca de 3300MW, que serão entregues até o final de 2018.

Com isso é possível afirmar que as turbinas eólicas e os geradores fotovoltaicos constituem as principais fontes de geração distribuída (GD), em virtude, também, da preocupação mundial relacionada a emissão de gases de efeito estufa e a dependência, da maioria dos países, de fontes geradoras como a energia nuclear e as grandes centrais térmicas.

Entretanto, o sistema elétrico deve estar preparado para a integração de forma massiva destas unidades de GD. Neste novo modelo estas unidades podem fornecer diversas vantagens como a diminuição de investimentos na transmissão e distribuição de energia elétrica, redução de perdas na distribuição, além de suporte em serviços auxiliares como a compensação de reativo (AZEVEDO, 2011).

A partir disso é possível definir o conceito de microrrede. Microrrede é um sistema de agrupamento de fontes de GD conectados ao sistema de distribuição através de um único ponto, chamado de ponto de conexão comum (PCC). A microrrede deve ser capaz de operar no modo conectado ou ilhado, além de saber lidar com a transição entre estes dois modos. No modo de operação conectado a falta de potência da microrrede pode ser fornecida pela rede de distribuição principal e o excesso de potência gerada na microrrede pode ser fornecido aos serviços auxiliares na distribuição. No modo de operação ilhado as potências ativas e reativas geradas na microrrede devem suprir as cargas locais conectadas no PCC (OLIVARES et al., 2014).

Com todas essas características citadas a microrrede passa a ser uma alternativa atraente para inclusão de GD. A microrrede é, também, a principal parte de uma *smart grid*, a qual pode ser descrita como uma atualização na transmissão de redes de eletricidade de longas distâncias, utilizando meios de comunicação robustos, sensores avançados, automação, GD e armazenamento distribuído (PRAJAPATI; GHADIALI; VORA, 2012).

Portanto, o futuro do sistema elétrico pode ser visto como um modelo inteligente e descentralizado capaz de reduzir a poluição e elevar a eficiência e confiabilidade da rede elétrica.

No entanto, a geração intermitente e o fluxo bidirecional de energia introduzem desafios no que diz respeito a qualidade e estabilidade do sistema elétrico (MORSTYN; HREDZAK; AGELIDIS, 2016).

As fontes de GD, a microrrede e o sistema elétrico podem ser interligados devido a flexibilidade proporcionada pelo uso dos conversores de eletrônica de potência. Estudos recentes tem proposto novas topologias de microrredes que agregam uma variedade de cargas e fontes, tanto de corrente alternada (c.a.) quanto de corrente contínua (c.c.). É possível destacar o uso de c.c. devido suas aplicações em ambientes residenciais, comerciais e industriais. Resultados de pesquisas atuais, indicam que os sistemas c.c. não só podem melhorar a eficiência da rede diminuindo o número de conversores de energia em GD, mas também fornecer uma capacidade maior de transmissão de potência e com uma melhor qualidade comparada com os sistemas c.a. (JIAN et al., 2013) (MENG et al., 2016)(GAO et al., 2017).

Diante do exposto, surgiram as microrredes híbridas, com a principal finalidade de diminuir a quantidade de estágios de conversão que seriam necessários caso se empregasse uma microrrede unicamente de c.c. ou c.a. Isso significa combinar as principais características de microrredes c.c. e c.a. (RAJU; JAIN, 2013). Esta característica fornece uma maneira eficiente para integração das novas fontes de energias renováveis que surgirão, ou unidades de veículos elétricos (VE) com modificações mínimas na rede de distribuição atual, reduzindo, de maneira significativa, o custo total (MIRSAEIDI1 et al., 2017).

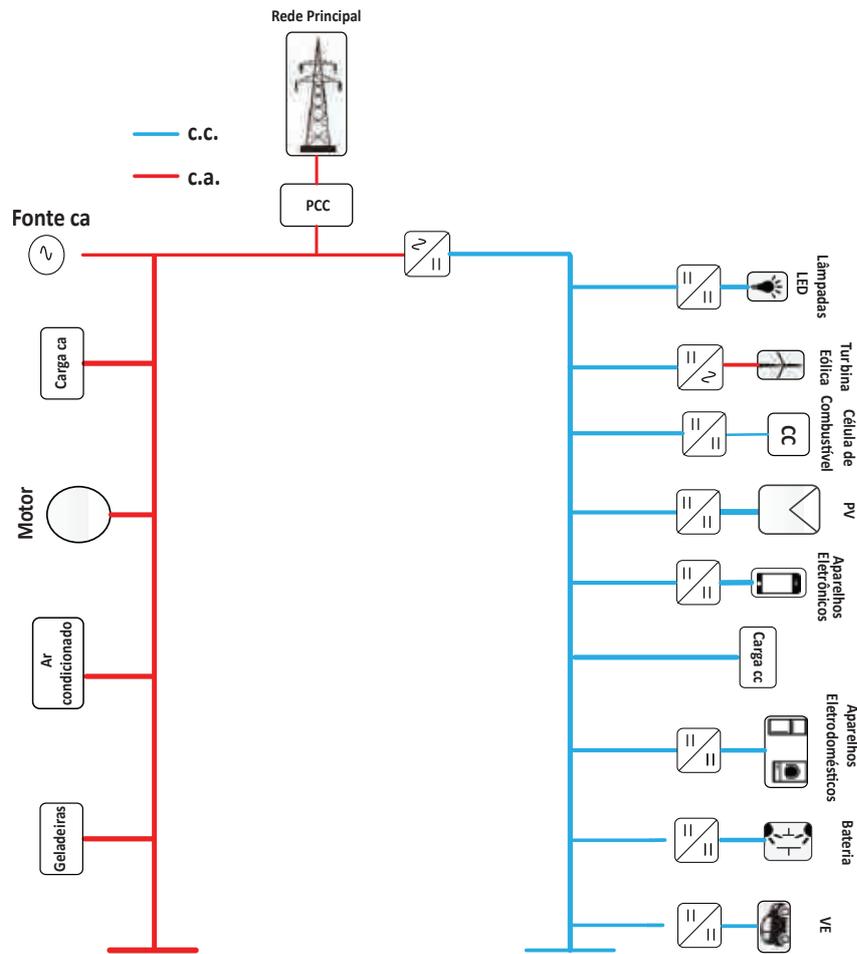
Na Figura 1 é mostrado um exemplo de uma microrrede híbrida c.c./c.a. É possível destacar as turbinas eólicas, módulos fotovoltaicos, células de combustível e baterias. Fica claro a diminuição dos estágios de conversão quando comparado com uma microrrede tradicional, isto é, puramente c.a., conforme é apresentada na Figura 2. O barramento c.a. de uma microrrede híbrida, apresentará algumas cargas antigas que não operam com tensão c.c., tais como geladeiras, ar condicionados ou motores c.a. que não utilizam controle baseado em eletrônica de potência.

Para operar corretamente, o sistema passa a depender da estabilidade da microrrede, por isso esquemas de controle flexíveis capazes de permitir a injeção de potência estável são necessários ao sistema. O inversor, por exemplo, em uma microrrede deve fornecer potência a GD e atuar no controle no modo ilhado.

Um dos métodos que pode ser utilizado para investigar a operação de uma microrrede híbrida é o controle por inclinação. Este método é válido para análise em todos os modos de operação da microrrede, isto é, no modo conectado a rede, modo ilhado e na transição entre os dois modos citados anteriormente. Na literatura (LIU; RAHMAN; LU, 2016) é analisado, para diversos cenários, o desempenho de uma microrrede híbrida de um sistema real, inclusive o compartilhamento de potência entre o lado c.c. e o lado c.a. durante o modo de operação ilhado da microrrede.

Outro método bastante importante é o controle mestre-escravo (VISHAL; TALAPUR, 2013). Durante a operação normal, a microrrede fica conectada a rede, então o conversor mestre

Figura 1 – Arquitetura de uma microrrede híbrida c.a./c.c.

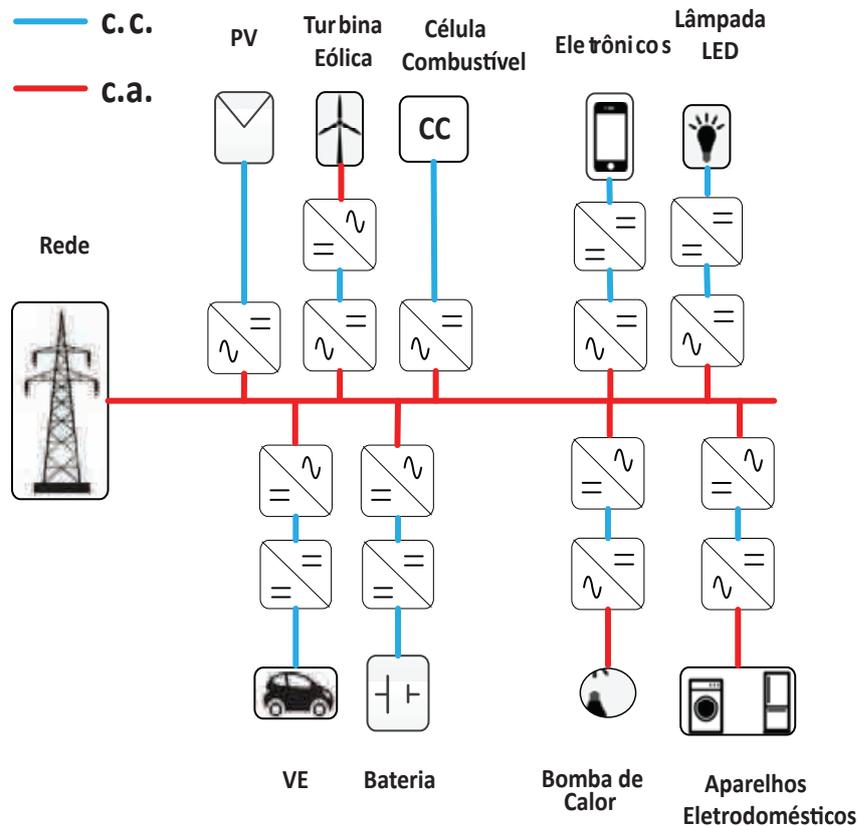


Fonte: O autor, 2018.

e as outras fontes de GD devem ser controladas em corrente. Caso a rede seja desconectada do sistema, o conversor mestre deve passar a ser controlado em tensão, fornecendo as referências de tensão e frequência para outras fontes de GD.

Logo, muitos benefícios podem ser trazidos à sociedade pela estrutura da microrrede, porém certos desafios específicos precisam ser resolvidos para acelerar sua viabilidade técnica. Um dos campos que requer mais atenção é o da proteção. Um caso significativo que deve ser tratado com prioridade é o valor baixo da magnitude da corrente de curto-circuito na operação do modo ilhado. Este valor baixo se deve ao fato de que os conversores de potência são elementos indispensáveis na conexão entre a GD e a microrrede, isto significa que a corrente de curto-circuito deve ser limitada pelas chaves semicondutoras que compõem estes dispositivos eletrônicos, pois estas mesmas interrompem facilmente a corrente de curto-circuito em caso de necessidade. Portanto, a estratégia que será utilizada na detecção de falta no modo ilhado precisa levar em consideração baixas correntes de curto-circuito. Isso implica que um esquema desejável de proteção para uma microrrede não precisa apenas ter características genéricas de sistemas

Figura 2 – Arquitetura de uma microrrede c.a.



Fonte: adaptado de (REGES, 2018).

de proteção como a sensibilidade, seletividade, confiabilidade e velocidade de resposta, mas também levar em conta o número de fontes de GD que estão instaladas e a contribuição que cada fonte terá, na falta, para a microrrede no modo de operação ilhado (MIRSAEIDI1 et al., 2017).

Por outro lado os conversores multiníveis têm tido forte crescimento em pesquisas atuais, pois possuem a capacidade de gerar tensões desejáveis de saída de vários níveis a partir de uma tensão de c.c. na entrada. Outras vantagens dos conversores multiníveis são descritas a seguir:

- Redução da distorção harmônica total (*THD-Total Harmonic Distortion*);
- Alta qualidade de tensão fornecida;
- Diminuição das perdas de chaveamento;
- Devido aos diversos níveis produzidos na tensão de saída têm reduzido $\frac{dv}{dt}$ sobre o filtro e consequente diminuição da interferência eletromagnética;
- Podem trabalhar com frequências de chaveamento inferiores aumentando o rendimento.

Neste trabalho é analisada a topologia proposta em (ARRUDA et al., 2018). Tal topologia é modelada como um conversor multinível híbrido c.c./c.a. baseado em indutor acoplado que

funciona em uma microrrede híbrida (ARRUDA, 2016) baseada na configuração mestre-escravo proposta em (AZEVEDO, 2011). Neste arranjo é possível com uma única unidade de conversão alimentar o barramento da microrrede tanto do lado c.a. quanto do lado c.c. com garantia de fluxo de potência bidirecional, controlando independentemente as saídas c.a. e c.c. do conversor proposto.

O indutor acoplado do conversor proposto tem a função de garantir tensões com conteúdo harmônico reduzido graças aos níveis de tensão adicionais fornecidos à carga na saída c.a. do conversor. Resultados de simulações e experimentais são obtidos da topologia híbrida em malha aberta. São apresentados, também, resultados de simulações para mostrar a aplicabilidade do conversor na microrrede híbrida citada.

1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

O foco principal neste trabalho é o estudo do conversor multinível híbrido baseado em indutor acoplado proposto em (ARRUDA et al., 2018). Sua aplicação em microrredes híbridas também é um motivador nesta Dissertação. Este trabalho aborda e contribui para este tema tendo os objetivos específicos listados a seguir:

- Estudos de topologias híbridas e topologias multiníveis, dando-se ênfase a estruturas com indutores acoplados;
- Apresenta-se a topologia híbrida c.c./c.a. trifásica a quatro fios. Para demonstrar sua viabilidade, são apresentados resultados de simulações. Esta topologia atende os barramentos c.c e c.a. de um microrrede híbrida com apenas uma unidade de conversão;
- Utilização do conversor multinível baseado em indutor acoplado em uma microrrede híbrida empregando a técnica mestre-escravo. Resultados de simulações são obtidos para comprovar sua viabilidade.
- Montagem de uma bancada experimental com o intuito de representar o conversor analisado para obtenção de seus resultados experimentais;

1.2 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

Este trabalho de Dissertação está organizado da seguinte maneira:

- **Capítulo 2** - Neste capítulo são discutidas topologias de conversores multiníveis com indutor acoplado. Uma breve revisão bibliográfica destes conversores e de topologias híbridas c.c./c.a. é realizada. É apresentado o conversor multinível híbrido baseado em indutor acoplado trifásico a quatro fios para aplicações em microrredes híbridas. São apresentados resultados de simulação para comprovar a validade deste conversor.

- **Capítulo 3** - Neste capítulo é discutido o desempenho do conversor híbrido em uma microrrede híbrida. O conversor analisado teve sua modelagem realizada e seus controladores apresentados. Apenas resultados de simulações são discutidos para análise de seu desempenho.
- **Capítulo 4** - Neste capítulo é apresentado o painel elétrico confeccionado para obtenção dos resultados experimentais, em malha aberta, do conversor analisado.
- **Capítulo 5** - Neste capítulo são apresentadas as conclusões deste trabalho de Dissertação. Também são discutidas possibilidades de novas topologias a serem apuradas como trabalhos futuros.
- **Apêndice A** - Neste apêndice é apresentado o projeto do indutor acoplado, elemento fundamental para a topologia discutida durante este trabalho.

2 CONVERSOR MULTINÍVEL BASEADO EM INDUTOR ACOPLADO

Nos últimos anos, atenção especial tem sido dada aos conversores multiníveis. Com uma grande variedade de estruturas e aplicações esse tipo de conversor pode ser amplamente utilizado em fontes de energias renováveis ou condicionadores de potência, por exemplo. As novas estruturas apresentadas na literatura oferecem diferentes características para otimizar o tamanho e a quantidade dos componentes que compõem o conversor, garantindo assim uma melhora na qualidade da forma de onda de saída com reduzidas perdas (SALEHAHARI; BABAEI; SARHANGZADEH, 2015).

Os conversores multiníveis encontraram um vasto campo em aplicações de alta potência e alta tensão, tendo quatro principais e bem conhecidas topologias:

- Conversores ponte-H em cascata (CHB - *Cascaded H-Bridge*);
- Conversores grampeados a diodos (NPC - *Neutral Point Clamped*);
- Conversores grampeados a capacitores (FC - *Flying Capacitors*);
- Conversores Modulares Multiníveis (MMC - *Modular Multilevel Converter*).

Os conversores multiníveis CHB utilizam várias pontes H fornecidas pelas fontes independentes c.c. São baseados nas fontes de tensão c.c. podendo ser simétricos e assimétricos. É simétrico se as tensões das fontes forem iguais resultando em uma topologia modular, porém com um maior número de componentes. Já no assimétrico as tensões das fontes têm valores diferentes, conseqüentemente é gerado um maior número de níveis de tensões em comparação com a topologia simétrica (ZENG et al., 2015).

Os conversores multiníveis NPC requerem um grande número de diodos e capacitores para gerar diferentes níveis de tensão, além de possuírem um controle complicado de tensão do barramento c.c., já que podem existir desequilíbrios das tensões dos capacitores do barramento c.c. Embora o conversor grampeado a diodos de três níveis seja utilizado na indústria é difícil extendê-lo para níveis de tensões superiores (GUPTA et al., 2015).

Já os conversores multiníveis FC utilizam capacitores em vez de diodos grampeados para a obtenção dos diversos níveis de tensão. Ainda que tenham uma capacidade de balanceamento natural devido às diversas combinações de chaveamento redundantes, esta topologia tem a desvantagem de utilizar um grande número de capacitores flutuantes resultando no aumento de tamanho e custo do conversor (PEREDA; DIXON, 2013)(SADIGH et al., 2014).

Os conversores multiníveis do tipo MMC (LESNICAR; MARQUARDT, 2003), baseiam-se na conexão série de N conversores monofásicos de meia ponte, de forma que não seja necessário o uso de fontes individuais dispensando, assim, o uso de transformadores complexos.

Tal topologia tem se mostrado bastante vantajosa para aplicações em linhas de transmissão em alta tensão e corrente contínua (HVDC-High Voltage Direct Current).

Aplicações em baixa tensão dos conversores multiníveis têm sido desenvolvidas, principalmente no que diz respeito a sistemas fotovoltaicos (BUTICCHI et al., 2014) e microrredes, devido ao fato desse tipo de conversor sintetizar tensões com qualidade superior ao VSI (Voltage Source Inverter), com as chaves operando próximo à frequência fundamental.

Outro ponto importante que deve ser ressaltado é a questão da qualidade de energia, que está diretamente relacionada a questão das microrredes sobretudo no modo de operação ilhado, como citado em (STD. 1547.4IEEE, 2011). Nesta norma é mencionado o fato de tensões com elevado conteúdo harmônico prejudicarem equipamentos sensíveis, tais como computadores, além de elevar o aquecimento em elementos magnéticos tais como motores, transformadores e indutores o que mais uma vez reforça o uso de conversores multiníveis.

Logo, é possível superar diversas limitações dos VSI com topologias multiníveis, já que os VSI apresentam tensões de saída com conteúdo harmônico de alta frequência podendo ocasionar valores elevados de $\frac{dv}{dt}$ (CHAPELSKYJ; SALMON; KNIGHT, 2009). Em especial é analisada neste capítulo a configuração multinível proposta por (ARRUDA et al., 2018), para aplicações em baixa potência, onde se encaixa a microrrede híbrida que será apresentada no Capítulo 3. Esta topologia de conversor faz uso de indutores acoplados para aquisição de níveis adicionais na tensão de saída do conversor, além de reduzir o conteúdo harmônico implicando em diminuição do tamanho dos filtros indutivos, na saída do conversor.

O uso de indutores acoplados de alta frequência pode ser visto em (PERACA, 2008) e (HAUSMANN, 2011). Em (HAUSMANN, 2011) o uso de indutores acoplados é utilizado em dois conversores clássicos, VSI e NPC, gerando dois conversores novos a partir destes. Já em (PERACA, 2008) o uso de indutores acoplados é utilizado não para ser um isolador, mas para dividir a corrente de cada enrolamento do indutor como metade da corrente de carga e fornecer um terceiro nível de tensão na saída do conversor. Tal nível adicional é obtido com seis chaves o que é uma grande desvantagem, pois o conversor aqui estudado consegue obter os mesmos três níveis com apenas duas chaves.

Com isso é dado destaque, na parte c.a., a topologia vista na literatura (CHAPELSKYJ; SALMON; KNIGHT, 2009), que possui um indutor acoplado compacto entre as chaves para produção de formas de ondas de saídas multiníveis e que servirá de base para o entendimento do conversor multinível híbrido analisado neste trabalho.

A topologia híbrida multinível analisada neste trabalho tem as seguintes características:

- Tensão com elevado número de níveis na saída do conversor, com diminuição do THD da tensão gerada;
- Tensão gerada com menos *ripple*, o que implica diretamente na redução do filtro passivo de saída do conversor;

- Eliminação do tempo morto entre chaves de mesmo braço, possibilitando o uso de frequências de chaveamento mais elevadas, tornando o conversor mais robusto;
- Obtenção de uma tensão mais elevada na saída com alto rendimento;
- Alto nível de integração entre as microrredes c.c. e c.a. utilizando uma única unidade de conversão.

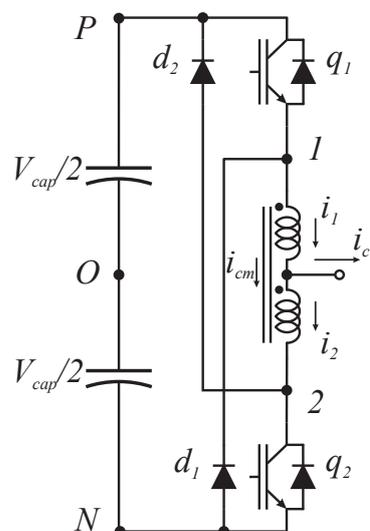
Na Seção 2.1 é mostrada uma topologia que utiliza indutores acoplados. Na Seção 2.3 é descrita a topologia proposta em (ARRUDA et al., 2018) com a modificação do PWM (Pulse Width Modulation) para obtenção dos cinco níveis de tensão de saída entre fases bem definidos. E na Seção 2.4 é mostrado o funcionamento do conversor com os resultados de simulações. Já na Seção 2.5 é apresentada a conclusão do capítulo.

2.1 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MULTINÍVEIS COM INDUTORES ACOPLADOS

Uma maneira alternativa de gerar tensões com três níveis de saída é formada pelo uso de indutores acoplados entre as chaves que compõem um braço do conversor monofásico. Tal configuração é mostrada na Figura 3. Nesta configuração é possível observar o indutor com derivação central, entre as chaves q_1 e q_2 e os diodos d_1 e d_2 . A corrente i_{cm} é de modo comum, i_1 e i_2 são as correntes nos enrolamentos primário e secundário do indutor acoplado, respectivamente e i_{ct} é a corrente de saída na derivação central.

A Figura 4 mostra uma forma mais simples de desenhar o braço do conversor com indutor acoplado, de forma que será mais fácil visualizar o modo de operação contínuo para o

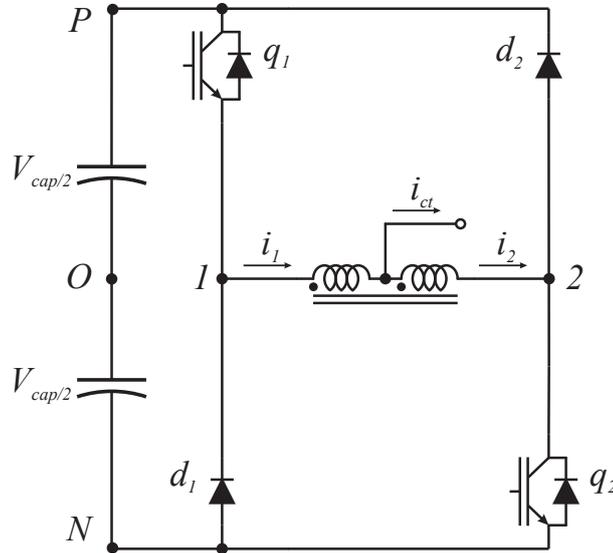
Figura 3 – Braço do conversor com indutor acoplado



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

braço monofásico. A partir desta figura pode-se obter os possíveis estados das chaves e suas respectivas tensões de saída.

Figura 4 – Braço do conversor com indutor acoplado desenhado de outra forma



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

A Tabela 1 apresenta todos os estados possíveis das chaves q_1 e q_2 , e suas respectivas tensões de saída no modo contínuo de operação. As tensões v_{1O} , v_{2O} são as tensões no ponto superior (ponto 1) e no ponto inferior (ponto 2), respectivamente, do indutor acoplado, considerando que as correntes i_1 e i_2 são positivas e não nulas. A tensão na derivação central do indutor é dada por v_{ctO} . Todas estas tensões são medidas em relação ao ponto O. A chave $q_x = 1$, onde $x = 1, 2$ significa que a chave está fechada e $q_x = 0$ significa que a chave está aberta. Fica claro os três níveis de tensão para este braço, $-\frac{V_{cap}}{2}$, 0 e $\frac{V_{cap}}{2}$.

Tabela 1 – Estados das chaves e tensões de saída para um braço de conversor com indutor acoplado.

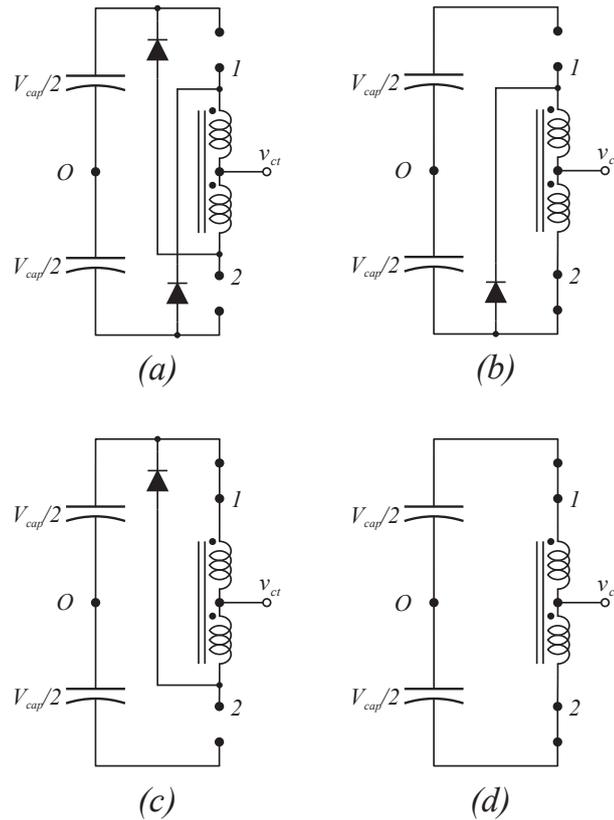
q_1	q_2	v_{1O}	v_{2O}	v_{ctO}
0	0	$-\frac{V_{cap}}{2}$	$\frac{V_{cap}}{2}$	0
0	1	$-\frac{V_{cap}}{2}$	$-\frac{V_{cap}}{2}$	$-\frac{V_{cap}}{2}$
1	0	$\frac{V_{cap}}{2}$	$\frac{V_{cap}}{2}$	$\frac{V_{cap}}{2}$
1	1	$\frac{V_{cap}}{2}$	$-\frac{V_{cap}}{2}$	0

Fonte: O autor, 2018.

Todos os quatro estados das chaves na Tabela 1 são mostrados nas configurações de circuito equivalente no braço com indutor acoplado, conforme é verificado na Figura 5, isto é, o modo contínuo de operação. Já o modo descontínuo ocorre quando apenas um diodo ou uma chave está conduzindo ou quando nenhum dispositivo conduz. Este modo de operação degrada a qualidade da tensão de saída e portanto deve ser evitado. Para isso é necessário que

a corrente no indutor, ou seja, a corrente de modo comum, i_{cm} , seja sempre maior que zero, o que significa dizer que as correntes nos enrolamentos do indutor acoplado sejam positivas, $i_1 > 0$ e $i_2 > 0$, pois a corrente de modo comum é equivalente a uma média aritmética entre as correntes de enrolamentos do indutor acoplado, conforme pode ser visto na literatura (SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009) e (CHAPELSKYJ; SALMON; KNIGHT, 2009).

Figura 5 – Modos de operação do braço de conversor com indutor acoplado considerando os seguintes estados das chaves (q_1, q_2): (a)(0,0), (b)(0,1), c)(1,0) e d)(1,1).



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

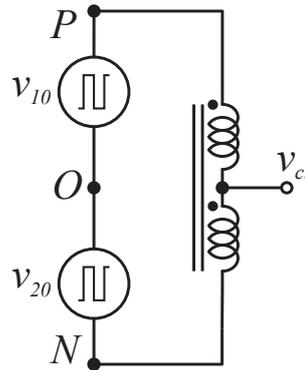
Apresentado os estados de operação, é possível analisar a Tabela 1 e a Figura 4 de modo a se obter as expressões das tensões v_{1O} , v_{2O} e v_{ctO} em função do posicionamento das chaves q_1 e q_2 em relação ao barramento c.c. As tensões v_{1O} e v_{2O} podem ser escritas da seguinte maneira:

$$v_{1O} = (2q_1 - 1) \frac{V_{cap}}{2}, \quad (1)$$

$$v_{2O} = (2q_2 - 1) \frac{-V_{cap}}{2}. \quad (2)$$

As tensões de pólo podem ser representadas de acordo com a Figura 6 (SANTOS; SILVA, 2015). Então, considerando que os indutores são idênticos, a tensão de saída, v_{ctO} , pode ser escrita como:

Figura 6 – Modelo correspondente ao braço de conversor com indutor acoplado.



Fonte: adaptado de (SANTOS; SILVA, 2015).

$$v_{ctO} = \frac{1}{2}(v_{1O} + v_{2O}). \quad (3)$$

Substituindo (1) e (2) em (3), chega-se a expressão de v_{ctO} em função apenas dos estados das chaves q_1 e q_2 , isto é,

$$v_{ctO} = (q_1 - q_2) \frac{V_{cap}}{2}. \quad (4)$$

Em relação ao terminal negativo do barramento c.c., a tensão de saída e os estados de chaveamento do braço com indutor acoplado são mostradas na Tabela 2. Portanto, esta será a referência escolhida para a análise teórica durante o restante do trabalho.

A topologia trifásica não considera barramento dividido, isto é, ponto central entre dois capacitores como referência, como ponto de neutro para carga, pois se assim fosse feito seria normal o aparecimento de um carregamento desigual entre os capacitores, isto é, não há nenhuma garantia de que a tensão nos capacitores convergirão para os valores desejados, a menos que se empregue a estratégia de PWM adequada (SANTOS; SILVA, 2015).

Tabela 2 – Estados das chaves e tensões de saída em relação ao terminal negativo do barramento c.c.

q_1	q_2	v_{ctN}
0	0	$\frac{V_{cap}}{2}$
0	1	0
1	0	V_{cap}
1	1	$\frac{V_{cap}}{2}$

Fonte: O autor, 2018.

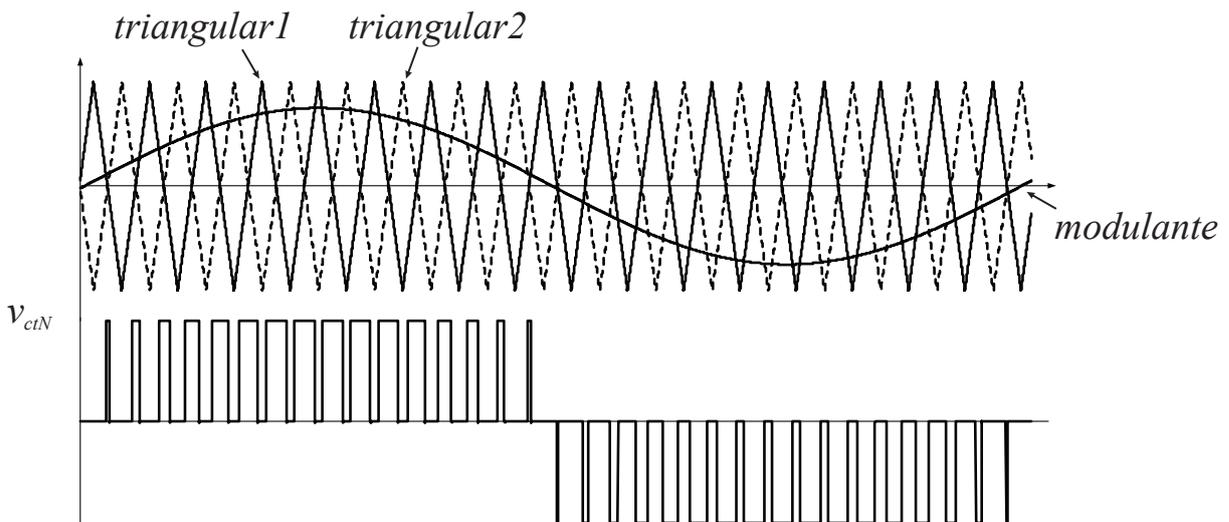
Conforme mostrado na Tabela 2 a chave $q_x = 1$, onde $x = 1, 2$ significa que a chave está fechada e $q_x = 0$ significa que a chave está aberta. Fica claro os três níveis de tensão para este

braço, V_{cap} , $\frac{V_{cap}}{2}$ e 0. Então é plausível expressar a tensão de saída, v_{ct} , em relação ao ponto N e em função dos estados das chaves q_1 e q_2 , resultando em:

$$v_{ctN} = (q_1 - q_2 + 1) \frac{V_{cap}}{2}. \quad (5)$$

O esquema básico para gerar os três níveis de tensão na saída da derivação central do braço com indutor acoplado é caracterizado como um esquema de modulação unipolar conforme pode ser visto na Figura 7. Nesta Figura é representada uma modulante e duas portadoras defasadas de 180° . Observe que a chave que está abaixo (Figura 4) recebe o inverso da comparação feita entre a modulante e uma das triangulares. Com esse efeito é possível obter os três níveis de saída desejados, além de efetivamente gastar menos energia de comutação, pois o espectro da frequência de comutação é para o dobro da frequência de chaveamento e seus múltiplos em comparação com as topologias padrões, conforme pode ser visto no artigo em (CHAPELSKYJ; SALMON; KNIGHT, 2009).

Figura 7 – Esquema de modulação unipolar para saída multinível.

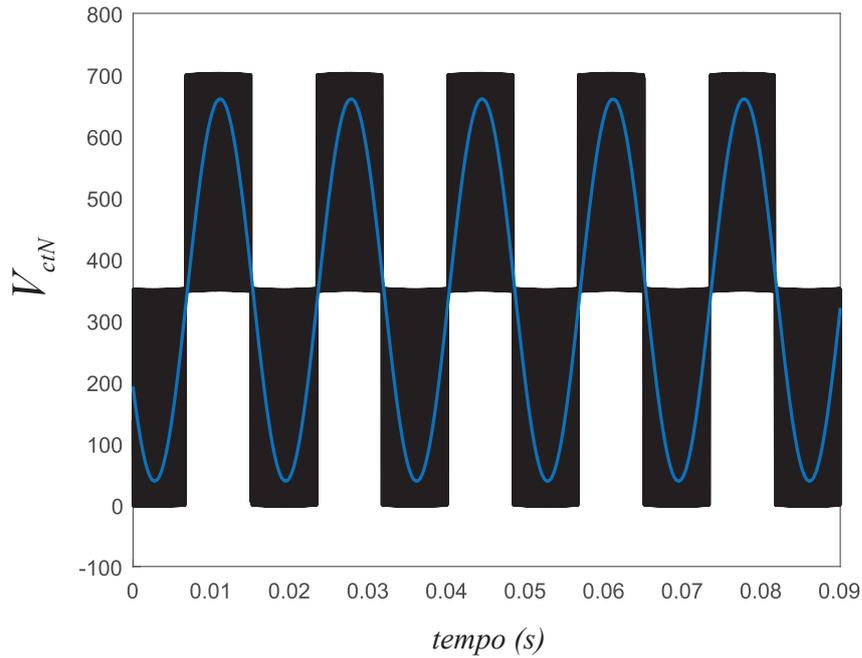


Fonte: O autor, 2018.

Na Figura 8 é mostrada a tensão de saída v_{ctN} para o braço do conversor com indutor acoplado, considerando-se uma tensão $v_{cap} = 700V$ e frequência de chaveamento de $20kHz$. Em preto é possível observar a tensão chaveada e sobreposta a esta, em azul, sua componente fundamental. Para a obtenção da componente fundamental foi utilizado um filtro passa-baixas (*LPF - Low-pass filter*) de segunda ordem com frequência de corte de $f_{corte} = 1kHz$. Conforme esperado, é possível identificar os três níveis de tensão na saída, garantindo assim, um bom desempenho do braço do conversor com indutor acoplado.

A configuração trifásica pode ser vista na literatura (SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009), onde sua ilustração é observada na Figura 9. Em uma modulação tradicional pode-se utilizar uma única portadora para as três fases, defasando-se as modulantes de cada fase de tal

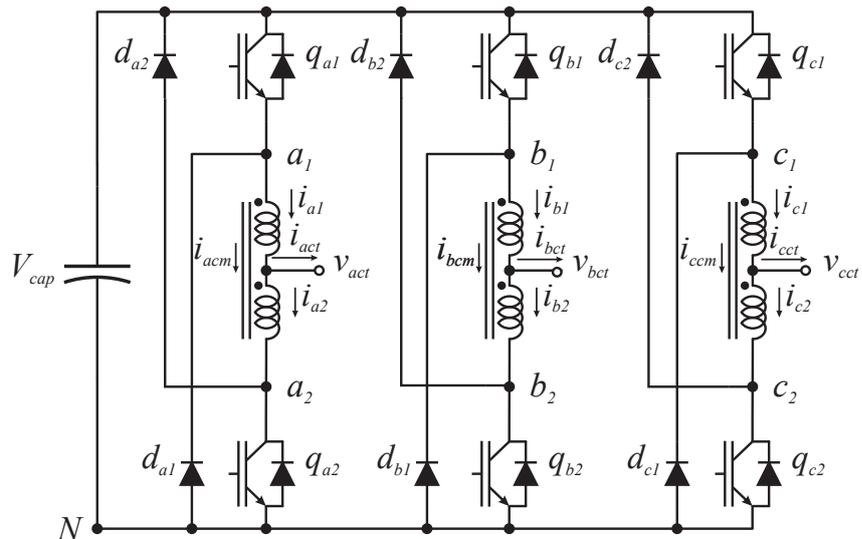
Figura 8 – Tensão de saída v_{ctN} para o braço do conversor monofásico com indutor acoplado.



Fonte: O autor, 2018.

forma que se tenha o mesmo efeito mostrado na Figura 7. Do ponto de vista prático é mais fácil usar apenas uma portadora. Esta estratégia é mostrada na Figura 10 quando também pretende-se gerar os três níveis na tensão de saída para cada fase.

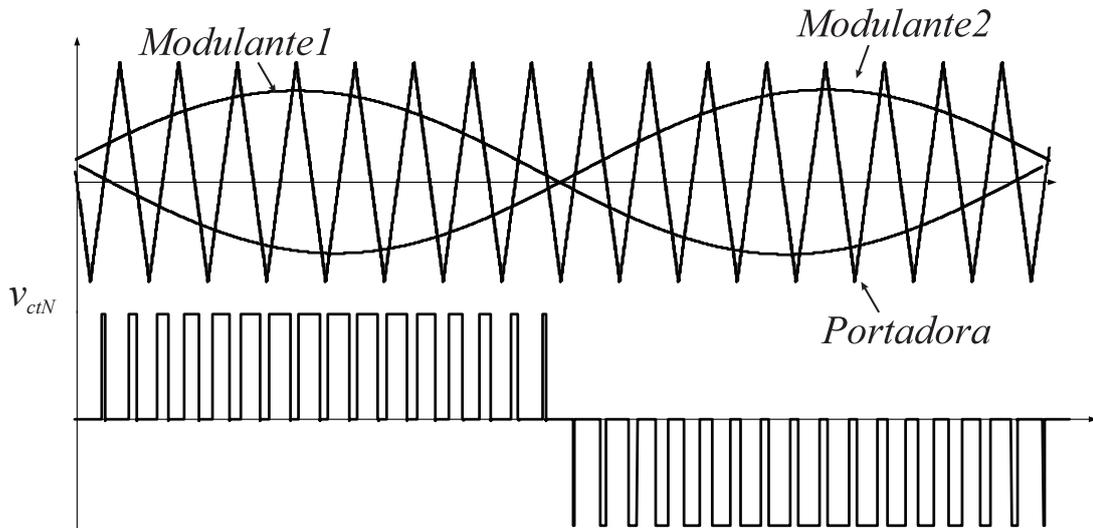
Figura 9 – Conversor multinível trifásico com indutor acoplado.



Fonte: Adaptado de (SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009).

Diante do exposto, é possível encontrar as tensões de linha, mostradas na Figura 11. Nesta figura é possível observar o valor desejado de tensão fundamental (em azul), além da tensão

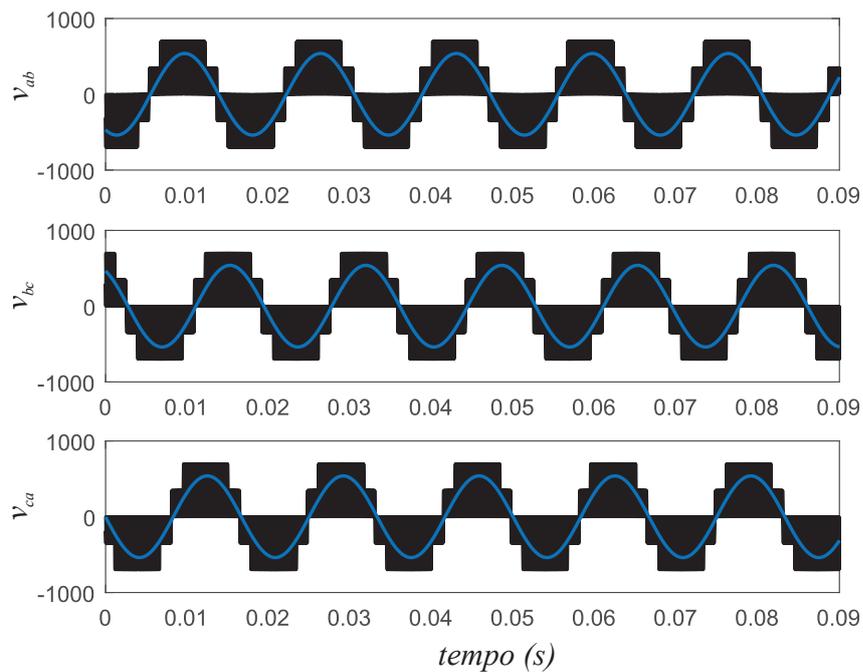
Figura 10 – Esquema de PWM defasando-se as modulantes.



Fonte: O autor, 2018.

chaveada representada pelos cinco níveis na tensão de saída. Analisando mais detalhadamente esta situação, fica claro que esta forma de gerar os níveis adicionais entre tensões de linha não é a melhor forma, pois durante um tempo considerável ocorre chaveamento entre 0V e 700V, gerando assim um *ripple* elevado na tensão de saída, de forma que seja necessário um filtro maior do que o esperado para esta topologia.

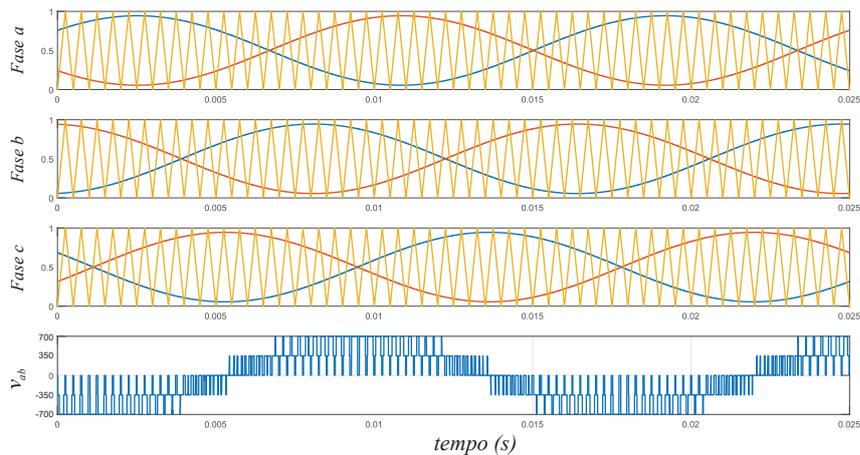
Figura 11 – Tensões entre fases para o conversor trifásico com indutor acoplado.



Fonte: O autor, 2018.

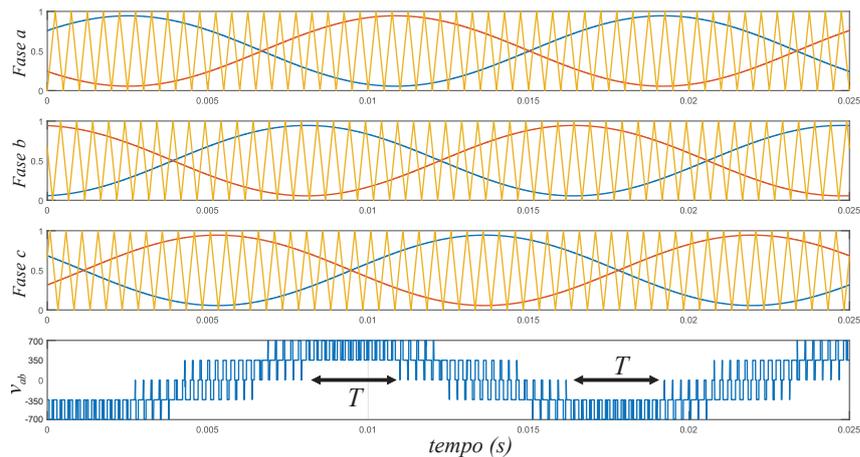
Esta desvantagem pode ser solucionada através do tipo de padrão de chaveamento escolhido. Em vez de utilizar apenas uma portadora para as três fases, pode-se defasá-la em 120° para cada fase, de forma a se obter um padrão de chaveamento que resulte em cinco níveis bem definidos. A Figura 12 mostra a situação em que se tem apenas uma portadora. Já a Figura 13 mostra como fica a tensão chaveada quando defasa-se a triangular. É possível verificar que durante um tempo T , o chaveamento ocorre entre 350V e 700V, gerando assim um *ripple* menor na tensão entre fases.

Figura 12 – Geração de níveis adicionais entre fases utilizando uma única portadora



Fonte: O autor, 2018.

Figura 13 – Geração de níveis adicionais entre fases defasando a portadora

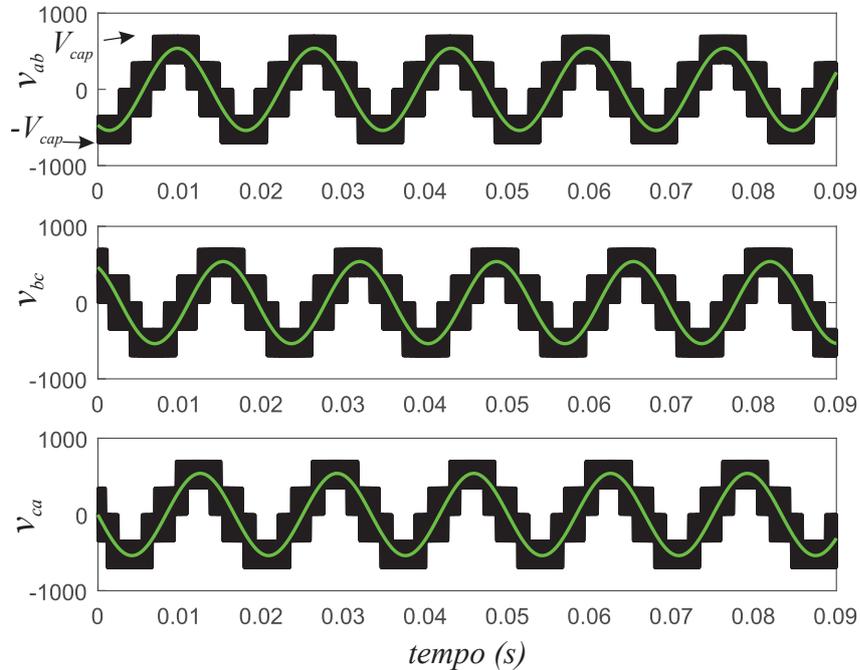


Fonte: O autor, 2018.

O resultado da topologia multinível trifásica com indutor acoplado, quando se defasa a portadora é mostrado na Figura 14. Foi considerado 700V como tensão no barramento c.c e uma frequência de $20kHz$. Mais uma vez é verificado o desempenho do conversor com o valor de

tensão desejável, além de gerar os cinco níveis na tensão de saída e agora com um menor *ripple*, já que trata-se de uma topologia multinível alimentada a três fios.

Figura 14 – Tensão fase-fase para o braço do conversor trifásico com indutor acoplado defasando as portadoras.



Fonte: O autor, 2018.

Conforme mostrado nas Figuras 12 e 13, há diferenças entre as formas de onda da tensão entre fases devido ao tipo de padrão de chaveamento escolhido. Para comprovar a diminuição do THD, quando as portadoras são defasadas, são apresentados os espectros harmônicos da tensão v_{ab} para cada situação.

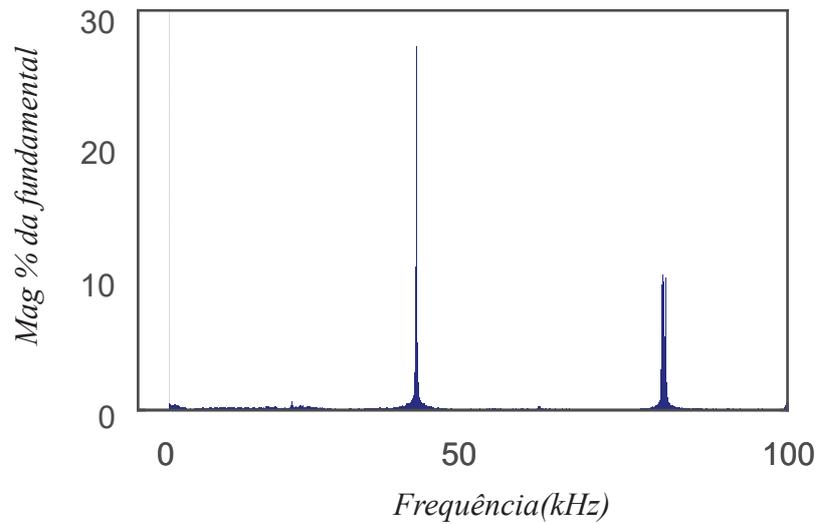
Na Figura 15 é apresentado o espectro harmônico da tensão fase-fase, v_{ab} , utilizando uma única portadora para as três fases gerando um THD de 54,81%.

Na Figura 16 é apresentado o espectro harmônico para a mesma tensão entre fases, v_{ab} , quando a portadora é defasada para cada fase de tal forma que seja obtido um THD de 52,59%.

2.2 CONVERSORES HÍBRIDOS C.C./C.A.

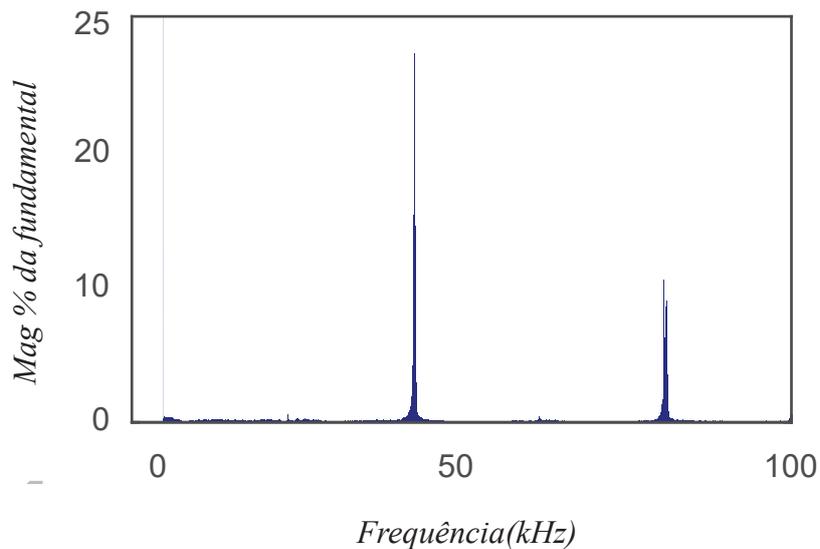
Devido à necessidade crescente da sociedade por um fornecimento de energia de elevada qualidade, alta confiabilidade, de maneira eficiente e de forma ambientalmente sustentável, torna-se favorável o uso de fontes de GD para compor as *smart grids* possibilitando a conexão de fontes de c.c. e c.a. de forma descentralizada ao longo do sistema. Torna-se então, cada vez mais prático e possível usufruir desses benefícios principalmente por causa dos avanços da tecnologia de comunicação e informação, mas sobretudo no campo da eletrônica de potência (MOHAMED; HAMAD; ABDEL-GELIEL, 2017) (MINXIAO et al., 2013).

Figura 15 – Espectro harmônico da tensão v_{ab} empregando uma portadora para as três fases



Fonte: O autor, 2018.

Figura 16 – Espectro harmônico da tensão v_{ab} defasando as portadoras para cada fase



Fonte: O autor, 2018.

Em consequência dos sistemas de distribuição serem capazes de transmitir potência de forma trifásica, graças as vantagens e facilidades que os sistemas trifásicos trazem, as primeiras microrredes foram propostas baseadas em c.a. (LASSETER, 2002) (LASSETER; PAIGI, 2004). Contudo a partir da inclusão de fontes alternativas de GD a configuração das microrredes foi sendo modificada ao longo do tempo e várias configurações alternativas têm sido objeto de pesquisa conforme pode ser visto em (SANTOS; ALIBEIK, 2013b).

Conforme mostrado no Capítulo 1, tem aumentado o interesse por microrredes c.c. graças ao desenvolvimento de fontes de energias renováveis em c.c. e suas aplicações comerciais,

industriais, tais como visto em painéis fotovoltaicos, com diversas topologias propostas (NEJABATKHAH; LI, 2015). Desta maneira veículos elétricos podem ser conectados a rede utilizando baterias para armazenamento de energia o qual requerem tensão c.c. (SKOUROS; BAMPOULAS; KARLIS, 2018), portanto as microrredes c.c. têm se tornado cada vez mais populares uma vez que apresentam muitas vantagens com menores custos de instalação quando comparadas com as microrredes c.a.

Todavia a estrutura de uma microrrede c.c. apresenta o inconveniente das fontes c.a. terem de ser retificadas antes de se conectarem as fontes c.c. e estágios adicionais de conversão c.c./c.a. serem necessários para cargas c.a. convencionais. Analogamente uma microrrede puramente c.a., caso queira se conectar fontes c.c., tais como painéis fotovoltaicos ou células de combustível, deve utilizar conversores c.c./c.a. de modo a possibilitar a conexão. Em escritórios e moradias é muito utilizado a conversão c.a./c.c. para computadores, centrais de dados ou em plantas industriais que se utiliza tal conversão para *drivers* com a utilidade de se controlar a velocidade de motores de indução.

Diante do exposto, microrredes híbridas foram sugeridas e exploradas em recentes literaturas (GUERRERO; LOH; LEE, 2013) (LIU; WANG; LOH, 2011), ou seja, a ideia é incorporar os benefícios das estruturas c.a. e c.c. das microrredes isoladamente. Permitindo uma solução para se evitar ou diminuir os múltiplos estágios de conversão, exigir menos esforço na sincronização para os barramentos c.a. e c.c. individuais, e portanto a eficiência no sistema é melhorada como um todo de maneira econômica e confiável (NEJABATKHAH; LI, 2015).

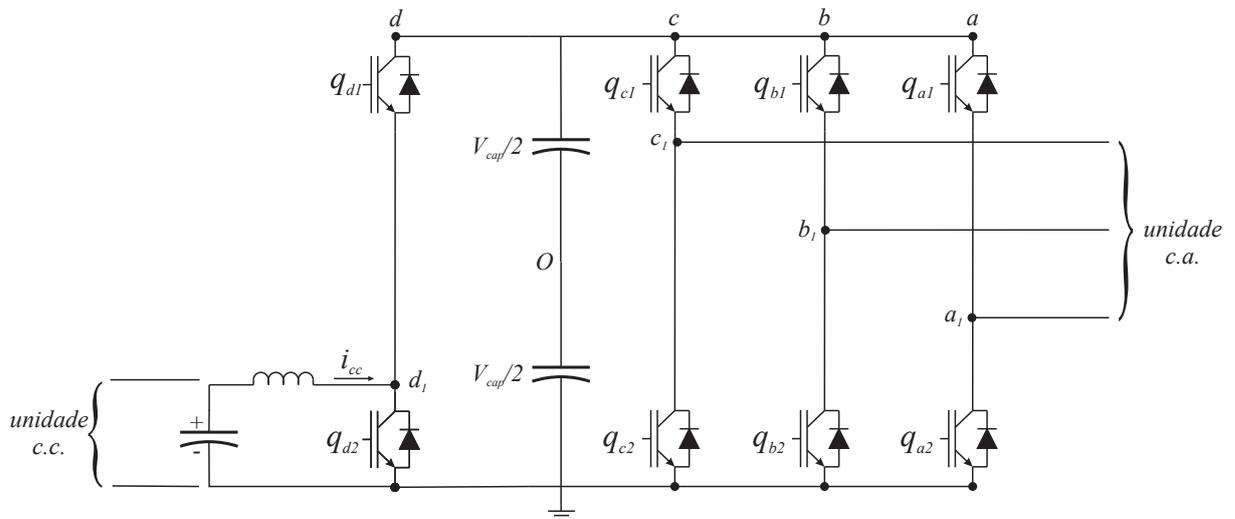
Com isso é necessário que se tenha uma conexão para integração de fontes de GD em microrredes híbridas. Isto pode ser executado por conversores híbridos bidirecionais com capacidade de controlar tensões e correntes c.c. e c.a. em suas saídas. Uma solução convencional, de conversor híbrido, para funcionar como interface para estes sistemas pode ser vista na literatura (DONG et al., 2010), que é mostrado na Figura 17. Nesta topologia um conversor c.c.-c.c. bidirecional e um conversor trifásico compartilham o mesmo barramento c.c.

Em (SANTOS; DARABI, 2013) é proposto um conversor trifásico c.c.-c.c.-c.a., híbrido, conforme mostrado na Figura 18. A grande vantagem que há em relação ao conversor proposto na Figura 17 é a diminuição do número de dispositivos semicondutores, além de manter os benefícios que a topologia convencional apresenta, isto é:

- Fluxo de potência bidirecional entre as partes c.a. e c.c.;
- Controle independente entre as partes c.a. e c.c.;
- Diferentes modos de operação usando um único estágio de conversão.

Uma característica importante é que uma determinada topologia de conversor escolhido para uma microrrede híbrida deve possuir a capacidade de suprir cargas desequilibradas, visto que é possível ter cargas monofásicas em sistemas de GD. Logo é necessário que o conversor

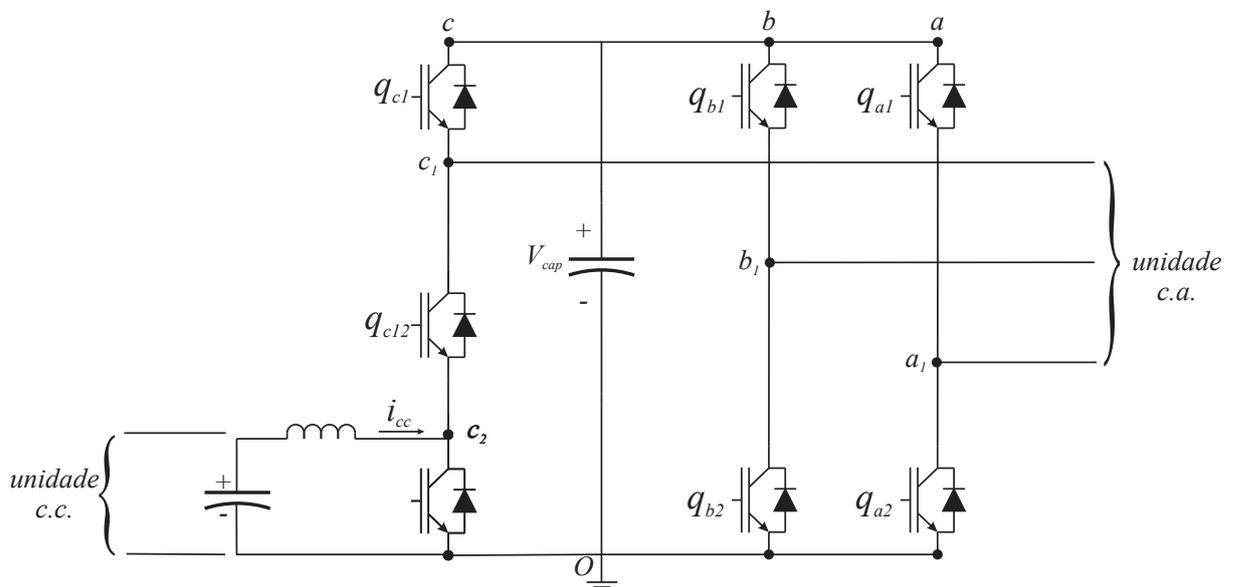
Figura 17 – Conversor híbrido, c.c./c.a., solução convencional



Fonte: Adaptado de (DONG et al., 2010).

seja alimentado a quatro fios e permita o fornecimento de correntes de sequência zero, como se tem no exemplo da Figura 17. As soluções de conversores que são mais utilizados nessa situação são vistas no trabalho (AZEVEDO, 2011).

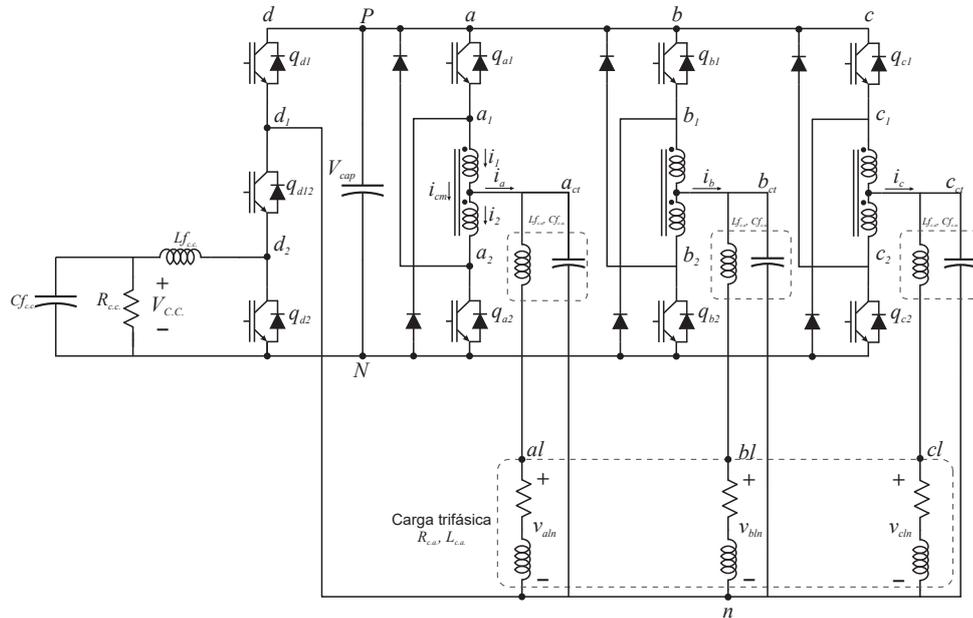
Figura 18 – Conversor híbrido de sete chaves



Fonte: Adaptado de (SANTOS; DARABI, 2013).

O conversor estudado, neste trabalho, é a proposta vista em (ARRUDA et al., 2018). Este conversor pode ser visto na Figura 19. Na próxima seção será feita uma análise detalhada sobre esta topologia e em seguida serão obtidos os resultados de simulação.

Figura 19 – Conversor híbrido baseado em indutor acoplado



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

2.3 CONVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO C.C./C.A. BASEADO EM INDUTOR ACOPLADO

A topologia vista na Figura 19 é composta por três braços monofásicos de duas chaves semicondutoras com indutor acoplado semelhante ao que foi visto na Seção 2.1. As saídas a_{ct} , b_{ct} e c_{ct} são as derivações centrais dos indutores acoplados que fornecem as tensões $v_{a_{ct}N}$, $v_{b_{ct}N}$ e $v_{c_{ct}N}$ respectivamente. É composto também de um braço de três chaves semelhante ao apresentado em (SANTOS; DARABI, 2013). Como o conversor é híbrido temos claramente uma saída c.a. (referente as três fases a, b e c) e uma saída c.c. ($V_{c.c.}$). Nesta figura, também são representados os filtros LC das unidades c.a. e c.c. O conversor investigado neste trabalho é chamado de HMCIC (*Hybrid Multilevel Coupling Inductor Converter*).

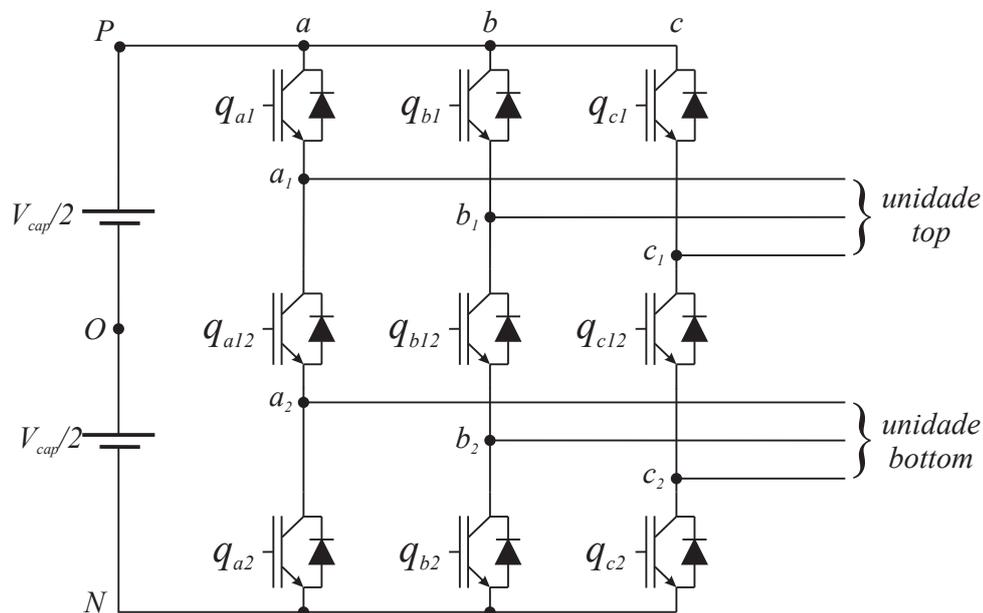
Conforme já mencionado o uso de indutores acoplados foi baseado em (SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009), (CHAPELSKYJ; SALMON; KNIGHT, 2009) e (SALMON; KNIGHT; EWANCHUK, 2009). Seu principal objetivo é a obtenção de níveis adicionais de tensão na saída do conversor. O quarto braço, d , é baseado em um braço do conversor de nove chaves (*Nine Switch Inverter - NSI*) proposto em (LIU et al., 2009). Tal topologia é uma alternativa interessante ao conversor tradicional *back to back* de 12 chaves e tem mostrado seu valor em aplicações como condicionadores unificados de qualidade de energia (*UPQC-Unified Power Quality Conditioner*) (ZANG; LOH; GAO, 2012) e filtros ativos híbridos (LIMONGI et al., 2014).

A Figura 20 apresenta o conversor de nove chaves. Cada braço desta topologia é formado

por três chaves semicondutoras conectadas a um barramento c.c. comum. As chaves q_{a1} , q_{b1} e q_{c1} fazem parte da unidade *top* (superior) ao passo que as chaves q_{a2} , q_{b2} e q_{c2} fazem parte da unidade *bottom* (inferior). As chaves q_{a12} , q_{b12} e q_{c12} formam a unidade central do conversor e dependem do posicionamento das chaves da unidade *top* e *bottom*.

É possível analisar um braço do conversor de nove chaves e aplicar suas características ao conversor híbrido. As unidades *top* e *bottom* fornecem tensões trifásicas distintas, já que a unidade *top* é um retificador e a unidade *bottom* é um inversor em analogia ao conversor *back to back* tradicional. Contudo existem algumas restrições nas tensões de saída causadas pelo compartilhamento na chave que fica entre as unidades *top* e *bottom* em cada braço.

Figura 20 – Conversor de nove chaves



Fonte: Adaptado de (LIU et al., 2009).

A Tabela 3 mostra os estados de chaveamento para as chaves e suas respectivas tensões de saída geradas em relação ao ponto O do conversor, sendo considerado, apenas, um braço de três chaves onde são destacados, em cinza, os estados permitidos. O valor 1 em relação a posição das chaves q_{x1} , q_{x12} e q_{x2} indica que a chave está fechada.

Analisando mais detalhadamente a Tabela 3, existem oito estados de chaveamento possíveis para o braço de três chaves, porém apenas três estados (4, 6 e 7) resultam em tensões definidas em ambas as saídas *top* e *bottom*. Todos os demais estados levam a tensões indefinidas ou a curto-circuito no barramento c.c. Verifica-se que a tensão gerada na unidade *top* é sempre maior ou igual a tensão na unidade *bottom*. Esta é a maior restrição para este braço de conversor e para que ela seja respeitada é necessário utilizar um PWM de duas modulantes por fase, de modo que as referências para as saídas superiores estejam sempre colocadas acima das referências para as saídas inferiores (LIU et al., 2009). Além disso o estado da chave intermediária, q_{x12} é dado

Tabela 3 – Estados das chaves e tensões de saída para um braço do conversor de nove chaves.

Estado	q_{x1}	q_{x12}	q_{x2}	v_{x1O}	v_{x2O}
1	0	0	0	×	×
2	0	0	1	×	$-\frac{V_{cap}}{2}$
3	0	1	0	×	×
4	0	1	1	$-\frac{V_{cap}}{2}$	$-\frac{V_{cap}}{2}$
5	1	0	0	$\frac{V_{cap}}{2}$	×
6	1	0	1	$\frac{V_{cap}}{2}$	$-\frac{V_{cap}}{2}$
7	1	1	0	$\frac{V_{cap}}{2}$	$\frac{V_{cap}}{2}$
8	1	1	1	×	×

Fonte: adaptado de (LIU et al., 2009).

pela lógica *ou exclusivo* entre os estados das chaves q_{x1} e q_{x2} , isto é:

$$q_{x12} = q_{x1} \oplus q_{x2}. \quad (6)$$

Para assegurar que as tensões de referência da unidade *top* sejam sempre maiores que as tensões de referência da unidade *bottom* é usado o seguinte critério $v_{x1O}^* \geq V_{offset}$ e $v_{x2O}^* \leq V_{offset}$, onde v_{x1O}^* e v_{x2O}^* correspondem aos valores das tensões de saída das unidades superior e inferior.

Tendo isso como verdade é possível escrever:

$$v_{x1O}^* = \hat{V}_{x1O} \cdot \text{sen}(\omega_{x1}t + \phi_{x1}) + \hat{V}_{x1}^{max} \quad (7)$$

$$v_{x2O}^* = \hat{V}_{x2O} \cdot \text{sen}(\omega_{x2}t + \phi_{x2}) - \hat{V}_{x2}^{max}, \quad (8)$$

Em que \hat{V}_{x1O} e \hat{V}_{x2O} são as amplitudes de v_{x1O}^* e v_{x2O}^* , respectivamente e \hat{V}_{x1}^{max} e \hat{V}_{x2}^{max} correspondem as tensões de *offset* adicionadas as tensões de referência sendo considerada a região de operação linear. Pode-se então, obter as razões de trabalho da unidade inferior e superior.

Fazendo uma analogia ao quarto braço da Figura 19, é possível determinar a razão de trabalho para este braço do conversor proposto em (ARRUDA et al., 2018). Desta forma, para a tensão de saída do ponto d_1 tem-se:

$$V_{d1N} = q_{d1}V_{cap}. \quad (9)$$

E para o ponto d_2 é possível escrever:

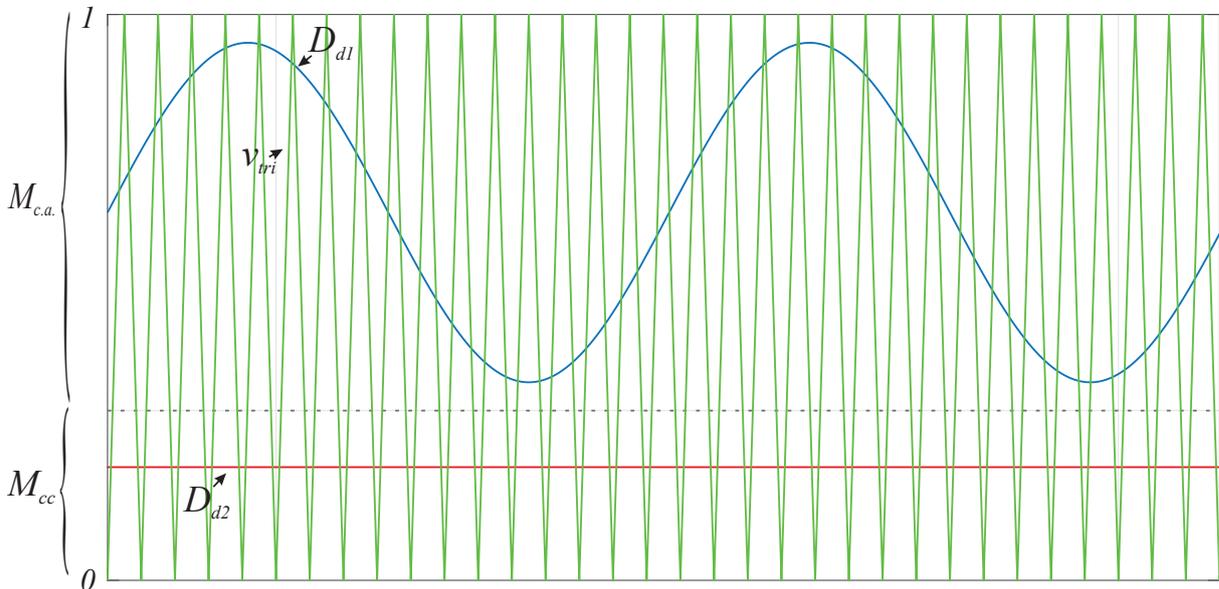
$$V_{d2N} = (1 - q_{d2})V_{cap}. \quad (10)$$

É necessário considerar as limitações inerentes ao braço de três chaves, discutido anteriormente. Com isso as tensões de referência da unidade c.a. e c.c. devem satisfazer a condição $v_{x10}^* = V_{d1N}^* \geq V_{offset}$ e $v_{x20}^* = V_{d2N}^* \leq V_{offset}$. O valor de V_{offset} pode ser determinado através da análise da Figura 21. Aqui é necessário definir $M_{c.a.}$ e $M_{c.c.}$ como segue:

$$M_{c.a.} = \frac{\hat{V}_{d1N}^{max}}{V_{cap}} \quad (11)$$

$$M_{c.c.} = \frac{V_{d2N}^{max}}{V_{cap}}. \quad (12)$$

Figura 21 – Referências para modulação c.a. e c.c.



Fonte: (ARRUDA et al., 2018).

Considerando que $M_{c.a.} + M_{c.c.} = 1$ é possível encontrar as razões de trabalho para o braço de três chaves:

$$D_{d1} = \frac{v_{d1N}^*}{V_{cap}}, \quad (13)$$

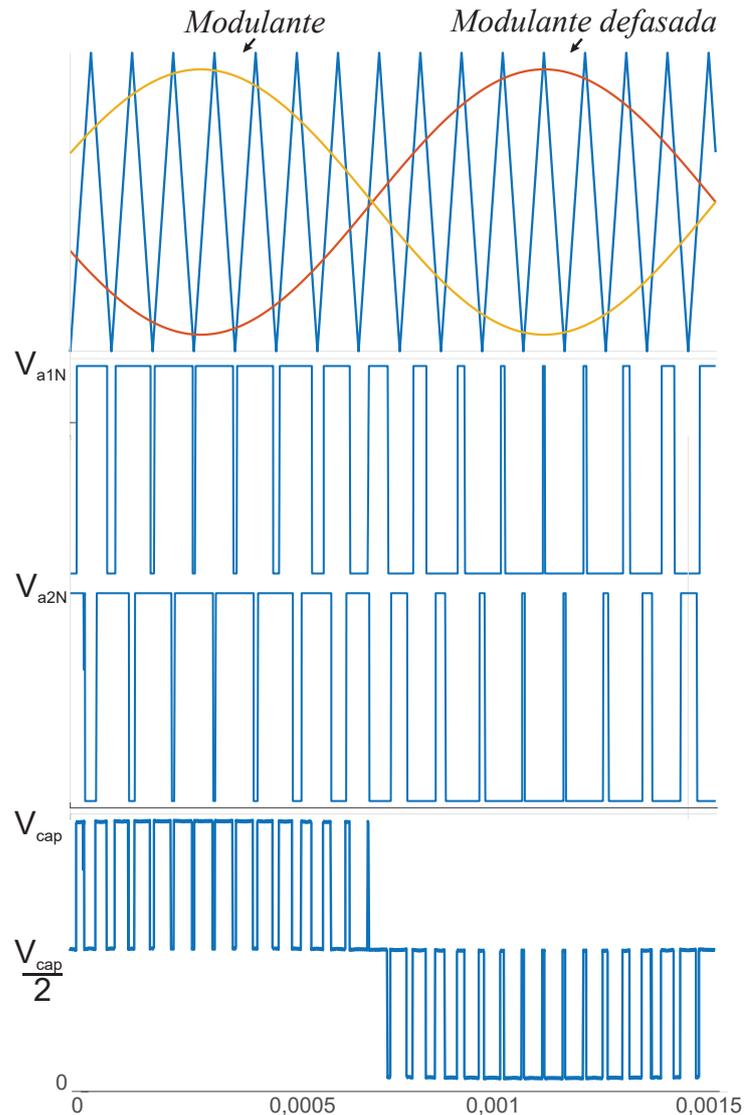
$$D_{d2} = 1 - \frac{V_{d2N}^*}{V_{cap}}. \quad (14)$$

O termo dividido por V_{cap} corresponde a tensão de referência normalizado. O estado da chave intermediária será dado pela lógica *ou exclusivo*, conforme visto anteriormente.

Já a estratégia de PWM utilizada para a geração das razões de trabalho para os braços da Figura 19, que contém o indutor acoplado, é semelhante ao que foi descrito na Seção 2.1. A PWM é do tipo unipolar conforme é mostrado na Figura 22. As tensões de referências são

geradas nas três fases (a, b e c), sendo normalizadas pela tensão do barramento c.c. (V_{cap}) e cada uma delas é defasada de 180° para cada fase. Logo cada fase terá duas modulantes com 180° defasados que será comparada com a respectiva portadora, conforme mostra a Figura 22 para a fase a . Desejou-se utilizar duas senoides em vez de duas triangulares, por questões práticas, conforme comentado na Seção 2.1.

Figura 22 – Estratégia de PWM para o braço do conversor com indutor acoplado



Fonte: O autor, 2018.

Salienta-se, que para obtenção dos cinco níveis na tensão de fase é necessário o uso de três portadoras defasadas entre si de 120° para cada fase. De forma que seja gerado um menor *ripple* na tensão de saída, beneficiando o projeto do filtro indutivo.

A topologia aqui analisada, é capaz de apresentar um alto nível de integração entre as microrredes c.c. e c.a., já que se adequa como o conversor de entrada da microrrede apresentada no Capítulo 3. Possui tensão de saída com maior número de níveis, redução do filtro de saída (LC)

devido ao uso de indutores acoplados e eliminação do tempo morto das chaves que contenham indutores acoplados, sendo possível o uso de frequências de chaveamento mais elevadas e obtenção de uma maior tensão de saída. A seguir, serão analisados os resultados de simulação, para comprovar a viabilidade da topologia.

2.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O desempenho do HMCIC foi avaliado através de simulações utilizando o software MATLAB/Simulink. Para estas simulações foram utilizados os parâmetros mostrados na Tabela 4 e o esquema de simulação é mostrado na Figura 23. Observa-se que neste capítulo não foi implementada nenhuma malha de controle de tensão ou corrente, visto que trata-se apenas do conversor em malha aberta. Logo, as referências de tensão das unidades c.a. e c.c. foram fornecidas diretamente ao algoritmo da estratégia de modulação.

Tabela 4 – Parâmetros utilizados na simulação do HMCIC.

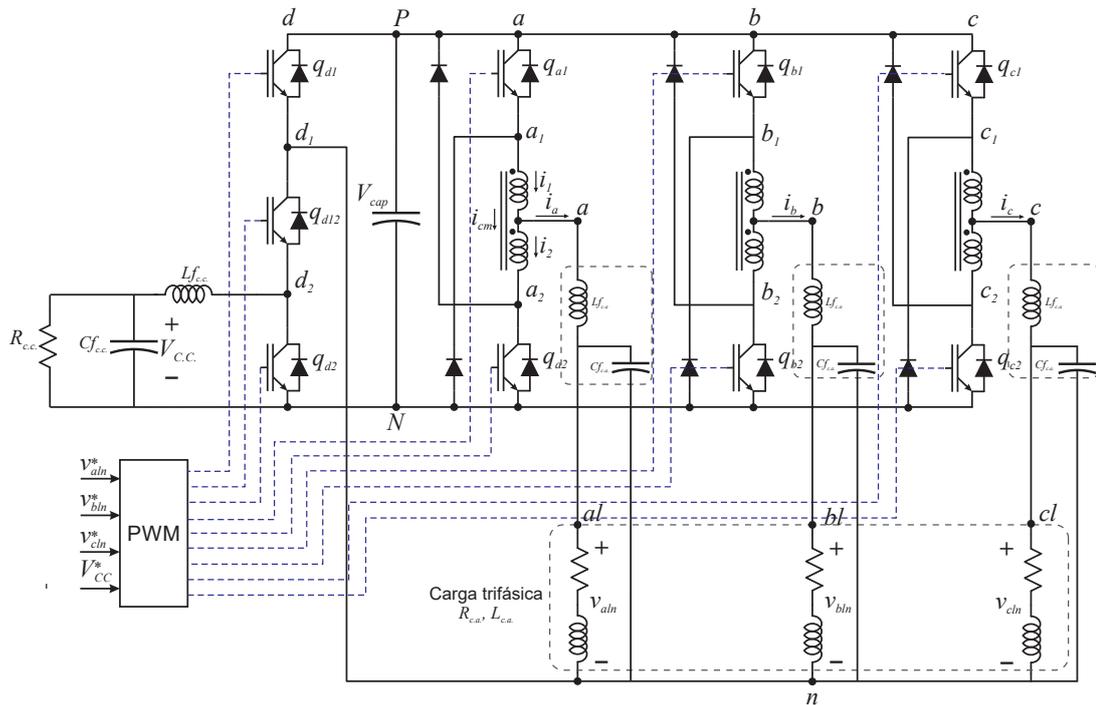
Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do barramento c.c.	V_{cap}	700 V
Frequência de chaveamento,	f_{sw}	20 kHz
Índice de modulação da unidade c.a.,	$M_{c.a.}$	0,929
Índice de modulação da unidade c.c.,	$M_{c.c.}$	0,071
Amplitude da tensão de referência c.a.,	$V_{c.a.}^*$	$220\sqrt{2}$ V
Tensão de referência c.c.,	$V_{c.c.}^*$	24 V
Indutância de Magnetização,	L_m	280 μ H
Relação de transformação do indutor,	N_p/N_s	1
Carga c.a. - resistência,	$R_{c.a.}$	22 Ω
Carga c.a. - indutância,	$L_{c.a.}$	6 mH
Carga c.c. - resistência,	$R_{c.c.}$	1 Ω

Fonte: O autor, 2018.

Cargas RL são conectadas as saídas das fases a , b e c para avaliar o perfil das correntes circulantes ao longo do circuito. Além disso foi projetado, para a unidade c.a., um filtro passivo LC que tem à capacidade de se conectar a rede elétrica de modo que seja capaz de atenuar componentes harmônicas e reduzir o tamanho de quase todos os elementos passivos que compõem o conversor (BERES et al., 2014).

O projeto dos indutores acoplados é apresentado no Apêndice A, onde é escolhido o núcleo, número de espiras e a bitola do condutor de acordo com as necessidades do conversor proposto, sempre evitando os efeitos indesejáveis inerentes ao projeto físico. É plausível pensar que uma indutância de magnetização, do indutor acoplado, deva ser grande o suficiente para diminuir bastante o *ripple* de corrente, porém há dois fatores a se levar em consideração. O primeiro é o custo, quanto menor a indutância menor é o núcleo e o número de espiras que é utilizado. O segundo está relacionado a corrente de sequência zero, isto é, o aumento da

Figura 23 – Esquemático de simulação do HMCIC em malha aberta



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

indutância de magnetização eleva o fluxo c.c. de modo a causar no indutor acoplado operações desbalanceadas podendo até saturar o núcleo de ferrite utilizado (KNIGHT; EWANCHUK; SALMON, 2008). Por isso foi escolhido $L_m = 280 \mu H$.

Para projetar a indutância do filtro de saída é necessário saber: a tensão do barramento c.c. (V_{cap}), a frequência de chaveamento (f_{sw}), o número de níveis que representam a forma de onda da tensão de saída (n) e o *ripple* de corrente (Δ_I) desejado (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

$$L_{filtro} = \frac{V_{cap}}{n f_{sw} \Delta_I}. \quad (15)$$

A expressão (15) é utilizada para definir o valor de indutância do filtro de saída para um dado Δ_I , a fim de se evitar saturação magnética em alta frequência. Sabendo disso foi obtido um valor de indutância próximo de $1,5 mH$ para o lado c.a. Esse valor é menor do que o valor usual utilizado na confecção de filtros, já que trata-se de uma topologia multinível e deve apresentar uma melhor qualidade na tensão de saída.

Para projetar a capacitância do filtro é necessário se evitar os problemas relacionados a ressonância, e para isso deve ser usado uma frequência de ressonância de valor dez vezes menor do que a frequência de chaveamento que neste caso é $20 kHz$ (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

O valor da capacitância pode ser obtido através da expressão:

$$\frac{f_{sw}}{10} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{filtro}C}} \quad (16)$$

isolando C em (16) obtém-se:

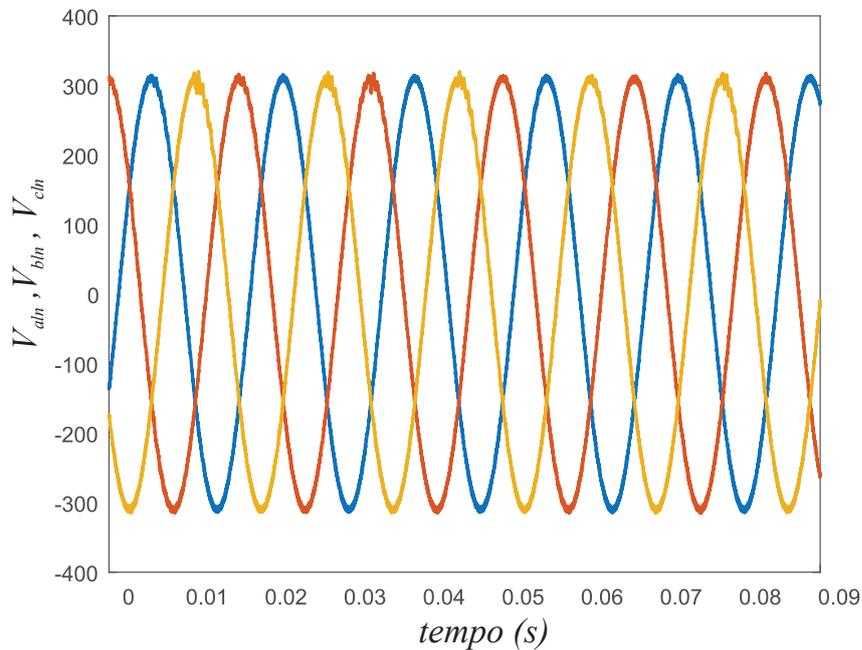
$$C = \frac{100}{4\pi^2 L_{filtro} f_{sw}^2} \quad (17)$$

com esta expressão foi encontrado o valor aproximado de $4,7 \mu F$ para a saída c.a.

Tendo como referência a unidade c.a., valores de $L_{f.c.c.} = 1,8 mH$ e $C_{f.c.c.} = 6,6 \mu F$, fornecem um bom desempenho para a unidade c.c., conforme é apresentado neste capítulo através de simulações. Na Figura 23 é apresentada a estrutura do HMCIC já com os filtros LC para as unidades c.a e c.c.

Na Figura 24 são representadas as tensões de fase neutro da saída c.a., depois de filtradas, para as fases a,b e c (v_{aln}, v_{bln} e v_{cln}). Verifica-se que a unidade c.a. do conversor é capaz de gerar a tensão requerida com a frequência e a amplitude desejadas, $\hat{V}_{an} \approx 311 V$ após a passagem pelos filtros LC.

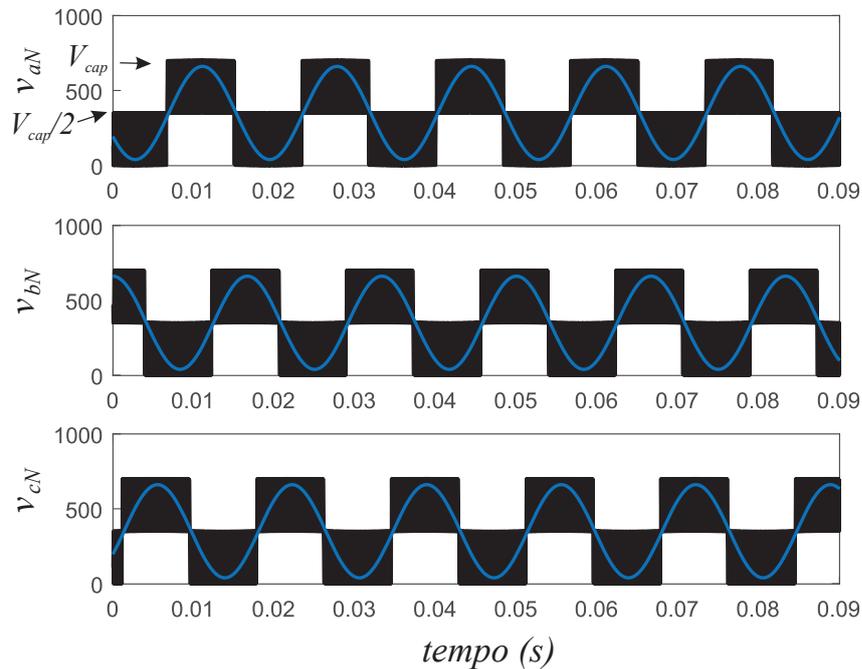
Figura 24 – Tensão fase neutro na saída c.a. do conversor



Fonte: O autor, 2018.

Na Figura 25 encontram-se as tensões de cada fase da derivação central em relação a referência (N), que é a tensão de três níveis. Sobreposta a esta sua componente fundamental, no qual foi utilizado um filtro passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte de $f_{corte} = 1 kHz$ para obtenção das mesmas.

Figura 25 – Tensão da derivação central em relação ao ponto N



Fonte: O autor, 2018.

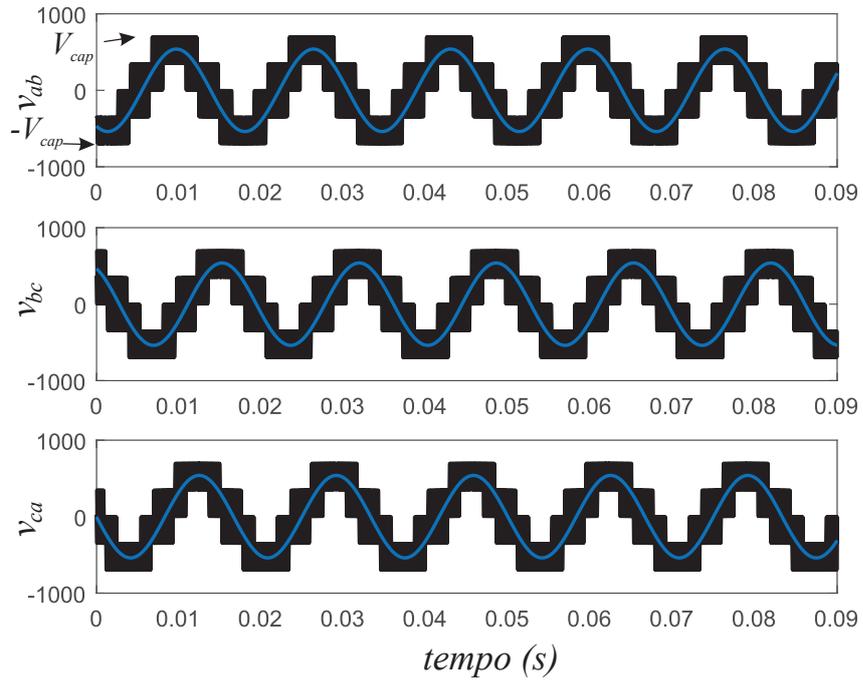
Na Figura 26 são representadas as tensões de fase-fase v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} . Em preto é obtida a tensão chaveada e em azul, é mostrada a componente fundamental, utilizando-se para isto, o mesmo filtro passa-baixas usado na figura anterior. Verifica-se que a componente fundamental tem amplitude desejada, $\hat{V}_{f-f} \approx 538V$ e defasamento adequado. Como se trata de uma tensão de linha é desejável o aparecimento dos cinco níveis na saída. Na Figura 27 é representado a tensão de saída c.c., possuindo também valor desejado de $V_{c.c.} \approx 24V$.

Na Figura 28 são apresentadas as correntes na derivação central do indutor acoplado, i_a , i_b e i_c , da unidade c.a. do HMCIC. Neste caso são obtidas correntes trifásicas senoidais devidamente defasadas, conforme esperado.

As correntes nas cargas, i_{aL} , i_{bL} e i_{cL} são vistas na Figura 29. Neste caso percebe-se a atuação do filtro de saída, diminuindo o *ripple* de maneira considerável.

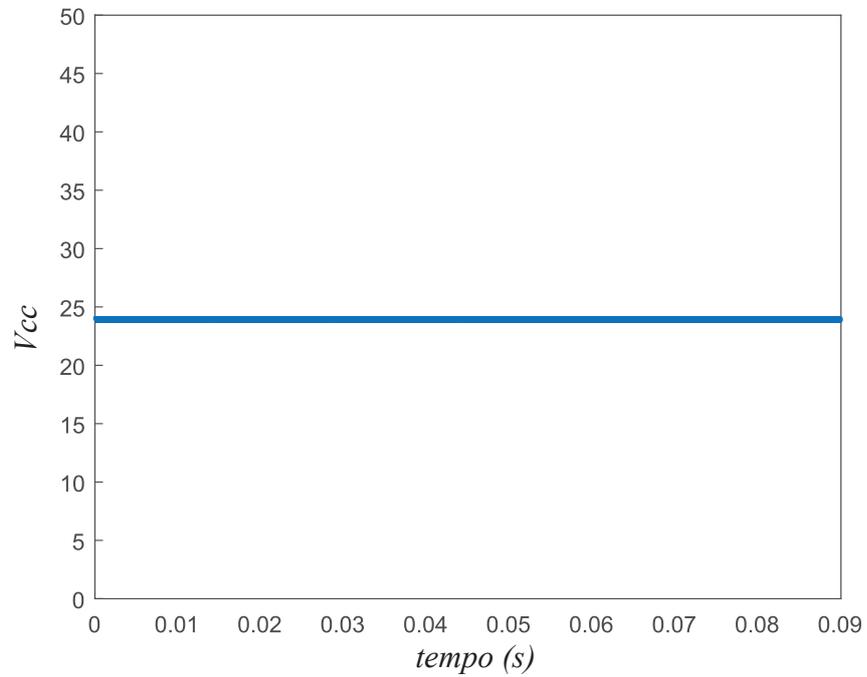
Analisando mais detalhadamente as correntes que atuam em um braço do conversor que contém indutor acoplado, é possível observar na Figura 30 a corrente no enrolamento primário, i_1 , secundário, i_2 , a corrente de modo comum do indutor acoplado, i_{cm} , e a corrente que vai para a carga da fase a, i_a . Observa-se que não há risco de saturação uma vez que a corrente de modo comum opera sempre acima de zero durante todo o tempo que foi simulado, indo aproximadamente para o valor de referência desejado.

Figura 26 – Tensões fase-fase da unidade c.a.



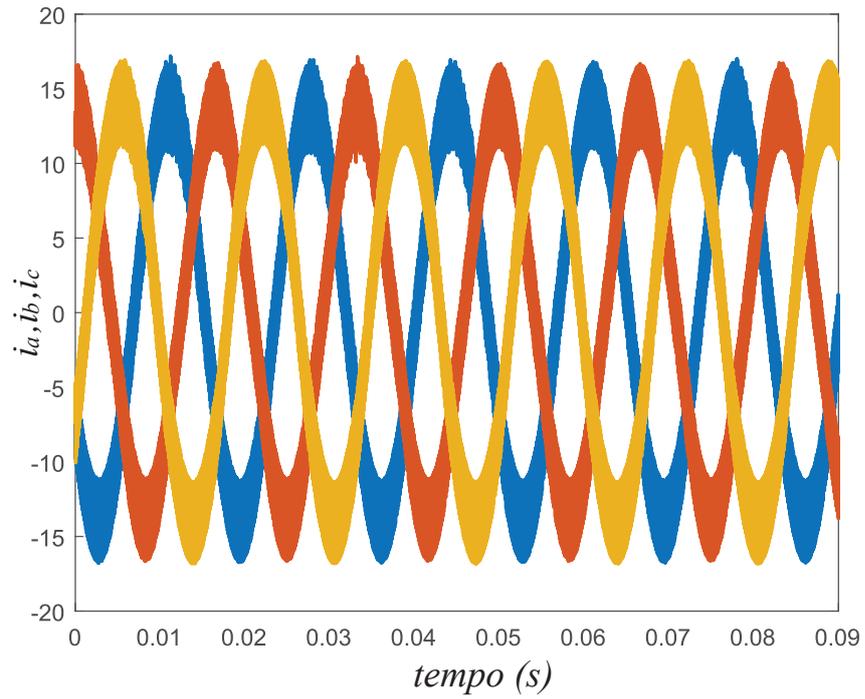
Fonte: O autor, 2018.

Figura 27 – Tensão de saída da unidade c.c.



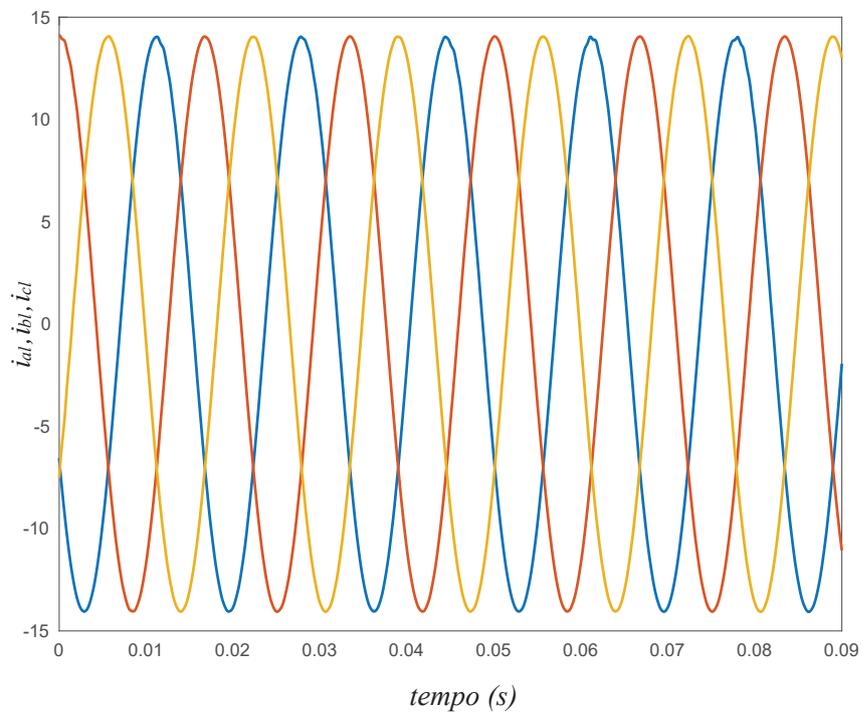
Fonte: O autor, 2018.

Figura 28 – Correntes na derivação central do indutor acoplado para cada fase



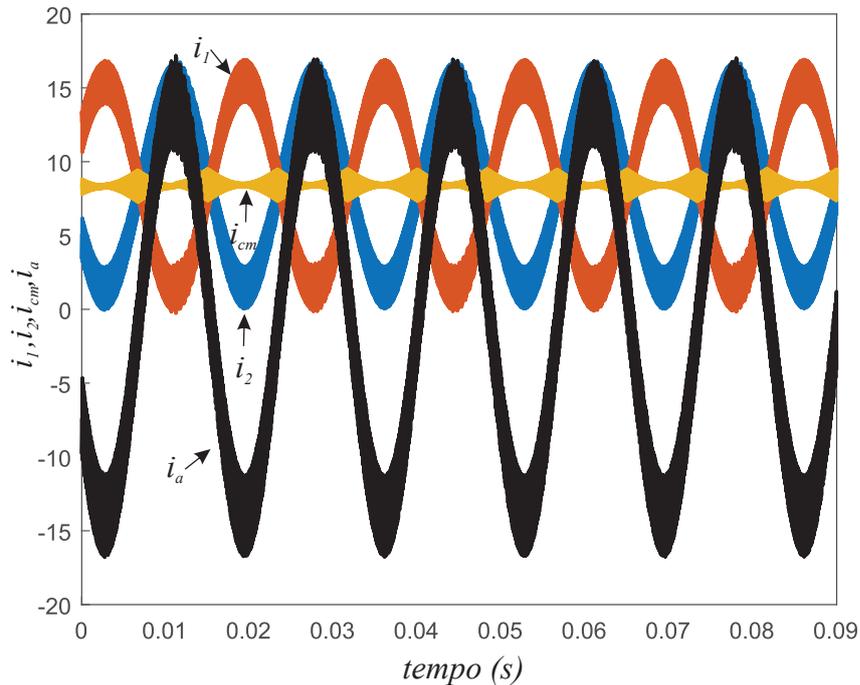
Fonte: O autor, 2018.

Figura 29 – Correntes nas cargas da unidade c.a.



Fonte: O autor, 2018.

Figura 30 – Correntes no indutor acoplado



Fonte: O autor, 2018.

2.5 CONCLUSÃO

Este capítulo abordou topologias de conversores multiníveis híbridos, ressaltando a importância da qualidade de energia fornecida as cargas no contexto de microrredes dando ênfase aos aspectos negativos causados pela distorção harmônica total das tensões fornecidas. Conforme será visto no Capítulo 3, esta topologia estudada será responsável pelo fornecimento das referências de tensão durante o modo ilhado em uma microrrede híbrida.

A aplicação de conversores multiníveis, e neste caso com indutor acoplado, foi avaliado com o objetivo de melhorar a qualidade de tensões fornecidas as cargas e simultaneamente diminuir o custo com grandes filtros passivos. O conversor teve seu comportamento avaliado através de simulações.

Vale destacar que para a obtenção das tensões de fase com cinco níveis como apresentadas na Figura 26, é necessário o uso de três portadoras triangulares defasadas entre si de 120° para cada fase. Caso seja utilizada uma mesma portadora triangular para as três fases, as tensões de saída fase-fase são como as apresentadas na Seção 2.1, resultante da mudança no padrão de chaveamento entre as fases. Embora esta tensão fase-fase também apresente cinco níveis, a mesma apresenta maior *ripple*, prejudicando assim o projeto do filtro indutivo de saída.

3 CONVERSOR HMCIC APLICADO A UMA MICRORREDE HÍBRIDA

Conforme visto nos capítulos anteriores as microrredes híbridas passaram a ser muito pesquisadas graças a sua forma econômica de conectar fontes de c.c. e c.a., de forma a obter uma eficiente distribuição de energia (LIU; WANG; LOH, 2011) (DING et al., 2014). Algumas das vantagens das microrredes híbridas são descritas a seguir (KAUSHIK; PINDORIYA, 2014):

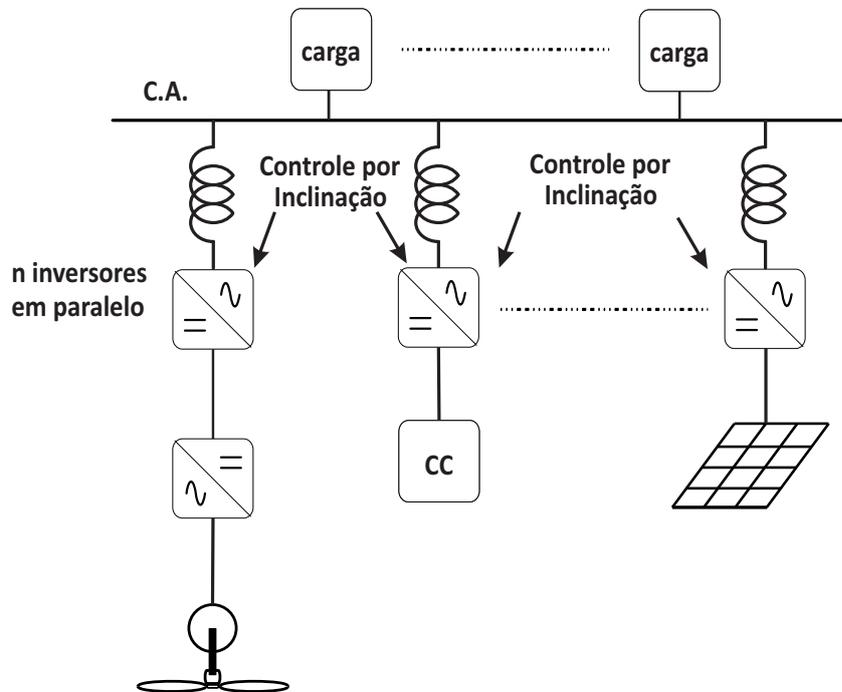
- Eliminação de múltiplos estágios de conversão. Numa microrrede híbrida cargas e fontes c.a. se conectam ao lado c.a. enquanto que cargas e fontes c.c. se interligam ao lado c.c. de modo que sejam eliminados estágios de conversão, caso fosse utilizada uma microrrede convencional;
- Melhora da confiabilidade. A geração de energia por meio de recursos renováveis, como em turbinas eólicas e painéis fotovoltaicos, é incerta por natureza. Porém como a microrrede híbrida é composta tanto pela rede c.a. como pela rede c.c. é possível transferir energia entre as duas redes. Portanto, a geração de energia a partir de células de combustível, baterias ou geradores a diesel não depende de condições ambientais e tem um papel fundamental para ajudar a evitar falta de energia, além de suportar as cargas locais;
- Controle independente entre as partes c.a. e c.c. Uma microrrede híbrida apresentará fontes c.c. e c.a. separadamente, dividindo a rede em uma sub-rede, de modo que elas podem ser controladas individualmente;
- Redução de custos. Com a microrrede c.c./c.a. será desnecessário o uso de inversores ou retificadores adicionais, reduzindo o custo com eletrônica de potência;
- Serviços auxiliares. Assim como numa microrrede puramente c.a., a microrrede híbrida pode contribuir para serviços auxiliares, tais como na melhoria da qualidade de energia com redução dos afundamentos de tensão, compensação de potência reativa, correção de fator de potência e regulação de tensão e frequência;
- Contribuição ambiental. Devido a maioria das fontes, em uma microrrede híbrida, ser livre de poluição há uma redução do efeito estufa. Fontes que ainda contribuem para poluição, como o gerador a diesel, devem ter suas operações reduzidas por coordenação de fontes.

Porém, para aproveitar estas vantagens é necessário um conversor bidirecional capaz de regular o fluxo de potência ativo e reativo entre as portas c.a. e c.c. Alguns destes conversores foram apresentados no Capítulo 2, porém, neste trabalho, será dado ênfase ao conversor HMCIC.

Na literatura (ZHAO; ZANG; CHEN, 2012) e (YAN-HUA; XU, 2012) são apresentadas diferentes metodologias de controle para manter balanceada a operação de uma microrrede

híbrida. Entre todos os métodos, os que mais se destacam é o controle por inclinação (*droop control*) e o controle mestre-escravo (*master-slave control*). Uma estrutura de uma microrrede c.a. com arquitetura de controle híbrido através do controle por inclinação é vista na Figura 31.

Figura 31 – Controle por inclinação em uma microrrede c.a. com arquitetura híbrida.



Fonte: adaptado de (YIU et al., 2010).

No controle por inclinação, as fontes de tensão estão conectadas em paralelo semelhante ao que acontece com geradores síncronos conectados ao sistema elétrico de potência convencional. Os conversores, responsáveis pela interface entre as fontes de energia primária e a microrrede, apresentam características de potência ativa-frequência ($P - \omega$) e potência reativa-tensão ($Q - V$) análogo ao que ocorre em uma máquina síncrona. Vale também destacar que o funcionamento do controle por inclinação é afetado pela impedância que está conectada a carga, uma vez que os inversores estão distantes, fisicamente, das diferentes cargas (KUMARI; SINHA, 2016).

Tratando-se de uma microrrede híbrida a formulação do controle por inclinação para as fontes conectadas diretamente no lado em c.c. é parecido ao que ocorre no lado em c.a., desconsiderando-se os efeitos de potência reativa, frequência e ângulo de fase, pois são características peculiares de sistemas c.a. (LOH et al., 2013). Além disso, o número de conversores em paralelo influencia na estabilidade do sistema em toda a microrrede híbrida.

Embora não exista comunicação entre os componentes da rede, um desequilíbrio entre a potência gerada e o que será demandado pode causar uma variação na frequência para o controle por inclinação. Similarmente um descontrole no que é fornecido de potência reativa causará uma variação de tensão. Em resumo, para o controle por inclinação podem ocorrer variações de

tensão e frequência para o lado c.a., enquanto para o lado c.c., apenas variação de tensão será visível.

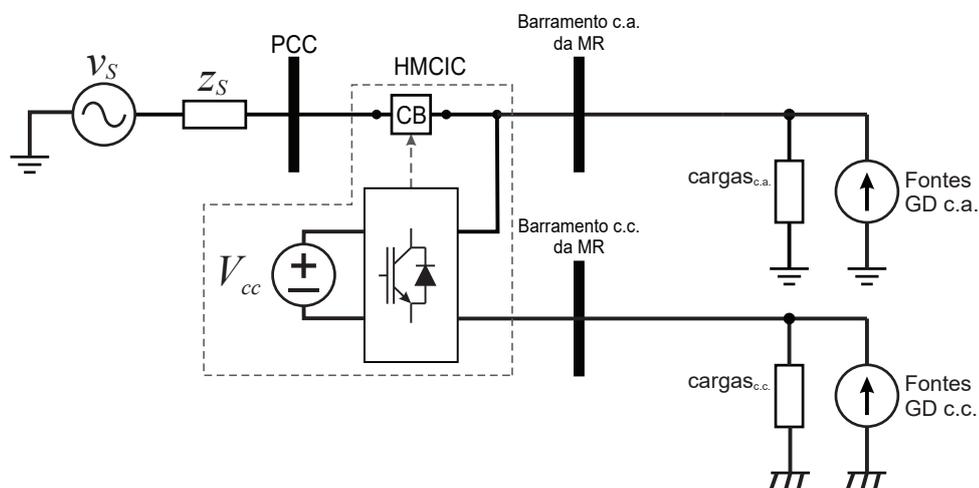
Outro fato importante neste método é a circulação de corrente entre os conversores em paralelo (AZEVEDO, 2011). Para eliminar a circulação de corrente entre conversores em paralelo, que se trata da maior desvantagem do controle por inclinação, utiliza-se o método de controle mestre-escravo. Neste método a frequência e tensão são controladas por uma única unidade geradora, e as outras unidades estarão controladas em corrente. Dependendo do modo de operação da microrrede, a rede ou um dos conversores irá atuar como mestre.

Já para o lado c.c. pode ser pensado de forma como em conversores c.c./c.c. Quando a tensão de saída da fonte em c.c. não está no valor desejado, é necessário variar o a razão cíclica da chave do conversor para controle da mesma (KUMARI; SINHA, 2016).

A principal desvantagem deste tipo de topologia é a dependência do conversor mestre (CM), uma vez que qualquer falha na operação do CM irá ocasionar um desligamento em todo sistema. Além disso este conversor deve ser uma topologia que supra cargas desequilibradas no lado c.a., ou seja um sistema a quatro fios tendo a possibilidade de suprir correntes de sequência zero.

Neste trabalho será analisado o desempenho do HMCIC (Figura 23) atuando como CM baseado na configuração mestre-escravo (AZEVEDO, 2011) em uma microrrede híbrida vista em (ARRUDA, 2016). Foco é dado ao HMCIC para formar a microrrede híbrida, incluindo seu controle de corrente e tensão para o lado c.a. e o controle de tensão para o lado c.c. Apenas resultados de simulações são obtidos para comprovar o funcionamento do HMCIC em uma microrrede híbrida. A estrutura da microrrede é apresentada na Figura 32. Nesta estrutura a unidade c.a. do HMCIC conecta-se em paralelo ao barramento c.a. da microrrede, juntamente ao PCC. A unidade c.c. conecta-se ao barramento c.c. da microrrede.

Figura 32 – Arquitetura da microrrede híbrida com HMCIC.



Fonte: adaptado de (ARRUDA, 2016).

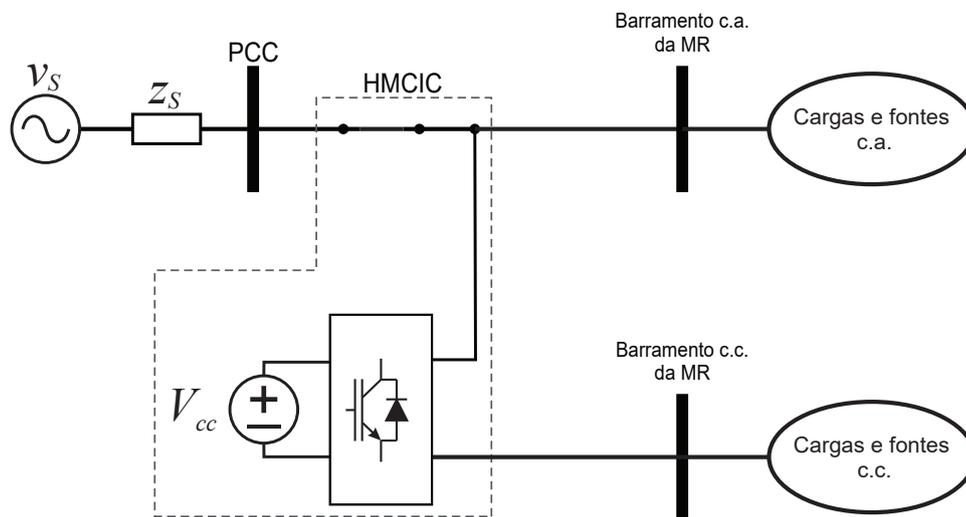
Nas seções que seguem, é realizado um estudo relacionado aos modos de operação da microrrede com o controle mestre-escravo. Na Seção 3.2 é feita uma modelagem simplificada para os controles de corrente e tensão referentes ao HMCIC do lado c.a. e controle de tensão para o lado c.c. Na Seção 3.3 resultados de simulação são obtidos mostrando o funcionamento do HMCIC na microrrede híbrida.

3.1 MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR HMCIC PARA ATUAÇÃO EM UMA MICRORREDE

A microrrede pode operar no modo conectado, isto é, quando a rede está conectada a microrrede ou no modo ilhado, que ocorre quando a rede é desconectada e o conversor passa a atuar como CM, ou seja, impondo tensão e frequência a microrrede. A chave CB (*circuit breaker*), na Figura 32, é responsável por definir cada estado de operação da microrrede.

Quando a rede está disponível tendo tensão e frequência dentro de limites pré-estabelecidos a microrrede fica conectada à rede através do PCC. A rede elétrica é quem define tensão e frequência da microrrede, e assim a melhor forma de operar o CM é através do controle de corrente, assim como nas outras fontes de GD na unidade c.a. A unidade c.c. permanece controlada em tensão, já que está conectada ao barramento c.c. Este modo de operação é apresentado na Figura 33.

Figura 33 – Microrrede híbrida conectada a rede.

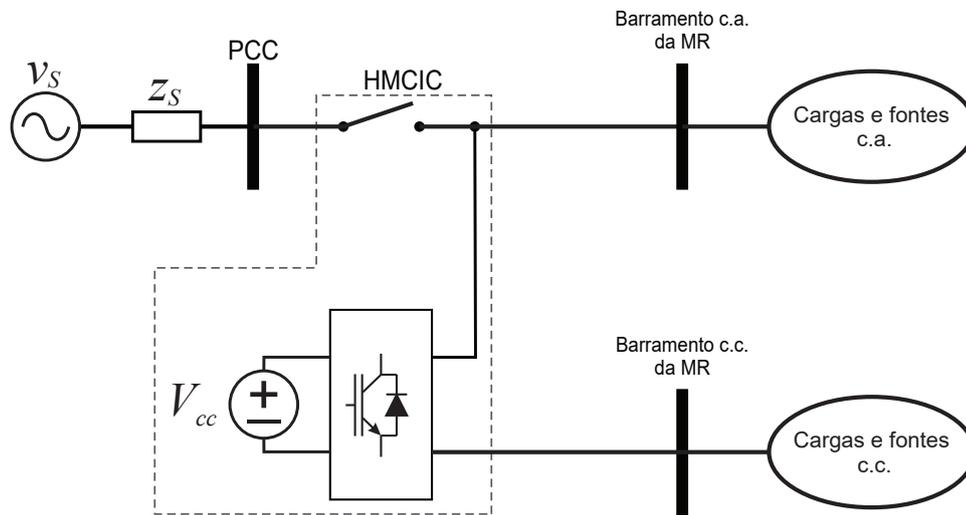


Fonte: adaptado de (ARRUDA, 2016).

A microrrede passa a operar de forma independente (autônoma) a partir da abertura da chave CB. Quando a rede elétrica não estiver disponível, seja devido a uma falta ou a condições críticas relacionadas a qualidade de energia, as fontes de GD é que alimentam as cargas durante este modo de operação. Estas fontes precisam de tensão para operarem já que a rede não está

disponível. Por isso, o CM deve ser controlado em tensão e fornecer referências de tensão e frequência para as demais fontes de GD durante o modo de ilhamento. Portanto, tanto a unidade c.c. quanto a unidade c.a. permanecem durante o modo ilhado controladas em tensão. Na Figura 34 é possível verificar esse modo de operação.

Figura 34 – Microrrede híbrida isolada da rede.



Fonte: adaptado de (ARRUDA, 2016).

Na unidade c.c., é possível afirmar que a GD mantém o nível de tensão da rede c.c. no valor desejado, independente do modo de operação e da unidade c.a., variando seu controle de acordo com as flutuações de tensão na geração. Muitas vezes essas conexões são feitas através de conversores *boosters*.

Uma característica marcante durante o modo ilhado é a necessidade de fornecer continuamente energia a cargas críticas tais como hospitais, bancos ou bases militares. Se durante este modo a geração de energia não for capaz de suprir a demanda de cargas, algumas cargas podem ser cortadas sendo dada prioridade as cargas críticas. Neste cenário, sistemas de armazenamento de energia (SAE), como por exemplo baterias e supercapacitores, contribuem para o fornecimento de energia. Contudo, se o abastecimento de energia for maior que a demanda de carga, os componentes que compõem o SAE atuam no modo de carregamento, para futuras necessidades (KAUSHIK; PINDORIYA, 2014).

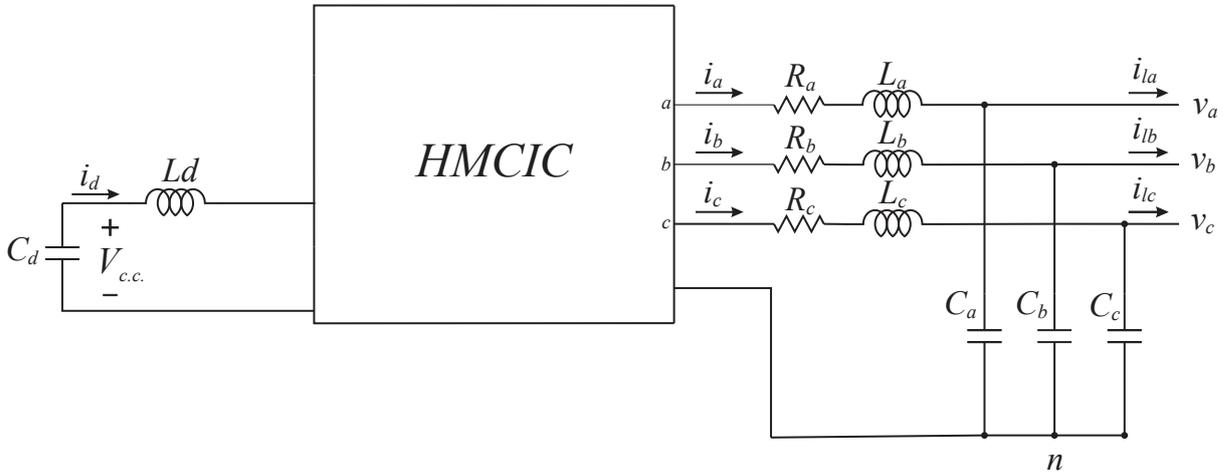
3.2 MODELAGEM DO CONVERSOR HMCIC

Para projetar os controladores de corrente e tensão, que irão atuar no conversor durante o modo ilhado, faz-se necessário obter o modelo separadamente das unidades c.a. e c.c. de acordo com a Figura 35.

A unidade c.a., na condição normal de operação, é controlada em corrente e quem define tensão e corrente é a rede logo, as correntes de referência em $\alpha\beta$ são determinadas de acordo com

as potências ativas e reativas fornecidas a microrrede, podendo ser calculadas pelos algoritmos apresentados em (RODRIGUEZ et al., 2007).

Figura 35 – Circuito usado no modelo do sistema



Fonte: O autor, 2018.

A modelagem depende das variáveis que se deseja controlar e da estrutura de controle utilizada. Conforme mostrado na Figura 35 é possível controlar as tensões v_a , v_b , v_c e as correntes i_a , i_b , i_c para a unidade c.a., já para a unidade c.c. é necessário se controlar a tensão da saída c.c., isto é, $V_{c.c.}$, a partir do chaveamento adequado. Este chaveamento é realizado através de sinais PWM que foram descritos no Capítulo 2, para os três braços com indutores acoplados e para o quarto braço que gera a tensão c.c.

Assim, é possível utilizar uma estrutura de controle implementada em duas malhas para a unidade c.a., sendo uma malha interna rápida de corrente e outra malha externa lenta de tensão. O diagrama de blocos de controle do lado c.a. utilizado é apresentado na Figura 36. A variável *Trip* desconecta a rede da microrrede caso ocorra algum defeito ou falta no sistema elétrico, habilitando o controle de tensão.

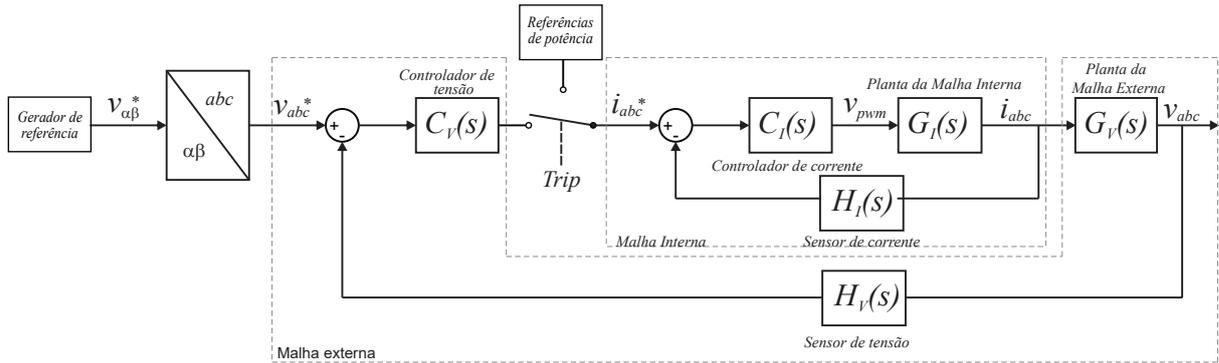
Para a unidade c.c., apenas uma malha de controle de tensão é suficiente para gerar o valor desejado, conforme apresentado na Figura 37. A razão cíclica para a unidade c.c. é representada por d .

Nas subseções seguintes são apresentadas: a modelagem referente a unidade c.a. e a modelagem para a unidade c.c.

3.2.1 Modelagem da unidade c.a. do HMCIC

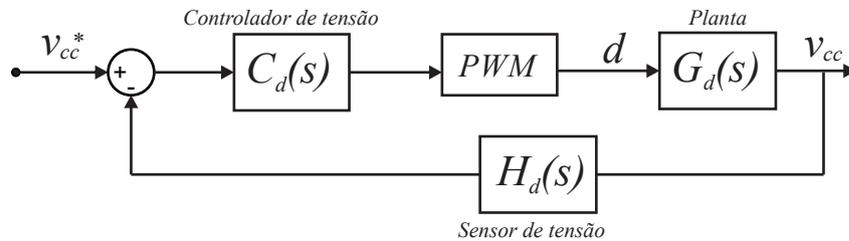
Nesta etapa de modelagem será desconsiderado o valor da indutância de magnetização do indutor acoplado, já que ela é muito pequena em relação ao filtro L de saída. Para o sistema alimentado a quatro fios, visto na Figura 35, obtém-se um circuito simplificado monofásico para

Figura 36 – Diagrama de blocos para controle de tensão e corrente c.a.



Fonte: O autor, 2018.

Figura 37 – Diagrama de blocos para controle de tensão c.c.



Fonte: O autor, 2018.

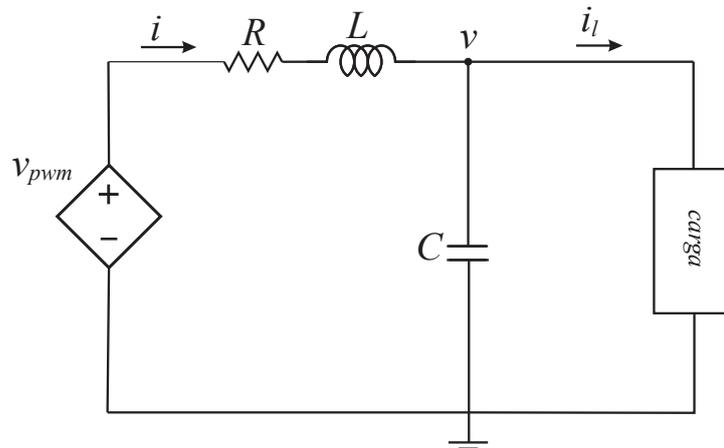
a unidade c.a., observado na Figura 38. Neste caso será considerado o controle das correntes de fase, i_a , i_b e i_c , deixando a corrente de neutro como variável livre.

Este circuito será utilizado para obtenção do equacionamento necessário para modelagem do conversor. Cada fase, a , b e c , pode ser representada pela Figura 38 com os respectivos defasamentos, semelhante ao que é feito na literatura (DAI et al., 2008).

As equações de estado que modelam a planta podem ser obtidas utilizando a lei de Kirchhoff das tensões para cada fase. Dessa forma, analisando o circuito apresentado, obtém-se:

$$\begin{cases} v_{pwma} = R_a i_a + L_a \frac{d}{dt} i_a + v_a \\ v_{pwmb} = R_b i_b + L_b \frac{d}{dt} i_b + v_b \\ v_{pwmc} = R_c i_c + L_c \frac{d}{dt} i_c + v_c \end{cases} \quad (1)$$

Figura 38 – Diagrama para modelagem c.a.



Fonte: O autor, 2018.

Aplicando-se a transformada de Laplace em (1) chega-se a:

$$\begin{cases} v_{pwma}(s) = R_a i_a(s) + sL_a i_a(s) + v_a(s) \\ v_{pwmb}(s) = R_b i_b(s) + sL_b i_b(s) + v_b(s) \\ v_{pwmc}(s) = R_c i_c(s) + sL_c i_c(s) + v_c(s) \end{cases} \quad (2)$$

Isolando $i(s)$ têm-se, para as três fases:

$$i(s) = \frac{\frac{1}{L}}{s + \frac{R}{L}} \cdot v_{pwm}(s) - \frac{\frac{1}{L}}{s + \frac{R}{L}} \cdot v(s). \quad (3)$$

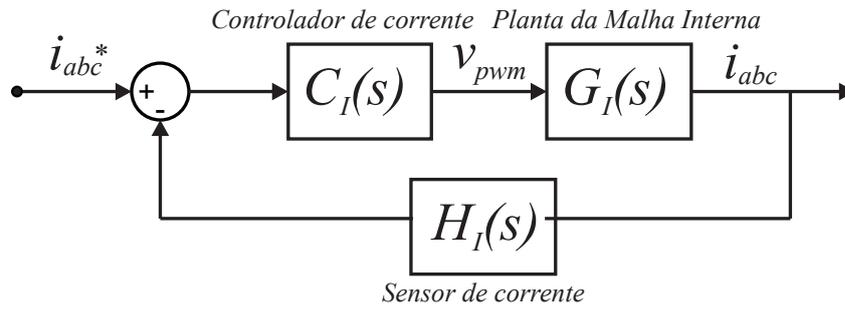
Conforme é sugerido em (3), $i(s)$ pode ser controlado por $v_{pwm}(s)$, sendo $v(s)$ considerada uma perturbação, onde $i(s)$ representa a corrente que passa pelo filtro indutivo, $v(s)$ é a tensão no filtro capacitivo e $v_{pwm}(s)$ é a tensão de saída do inversor multinível. Representando apenas o controle da malha interna de corrente na Figura 39 em referencial natural, é possível empregar em $C_I(s)$ um controlador proporcional-ressonante (PR) (TEODORESCU et al., 2006), pois se trata de uma grandeza senoidal e para garantir erro nulo em regime permanente para grandezas c.a. utiliza-se o PR (FRANCIS; WONHAM, 1975):

$$C_i(s) = k_p + \frac{k_r s}{s^2 + \omega^2} \quad (4)$$

Em (4), k_p é o ganho proporcional, k_r é o ganho ressonante e ω^2 é a frequência de ressonância ao quadrado do controlador.

Quando a rede não está conectada, deve-se utilizar a malha de tensão para impor tensão e frequência de referência a microrrede. A referência de tensão, em $\alpha\beta$, é fornecida a malha de controle de tensão através do *Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency-Locked*

Figura 39 – Diagrama de blocos apenas do controle de corrente



Fonte: O autor, 2018.

Loop (DSOGI-FLL) proposto por (AZEVEDO, 2011). Com isso é possível modelar o controle de tensão para a unidade c.a. Analisando a Figura 38 e aplicando a lei de Kirchhoff dos nós é fornecida a seguinte equação:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{C}i - \frac{1}{C}i_l. \quad (5)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (5), obtém-se:

$$v(s) = \frac{1}{sC}i - \frac{1}{sC}i_l(s) \quad (6)$$

A equação (6) mostra que a tensão de saída do conversor, tensão sobre o capacitor C , pode ser controlada através de $i(s)$, sendo $i_l(s)$ considerada uma perturbação.

Por se tratar de uma grandeza senoidal, deve-se utilizar o mesmo tipo de controlador em $C_v(s)$, isto é, PR. O desempenho dos controladores da unidade c.a. será mostrado na Seção 3.3 usando a microrrede híbrida.

3.2.2 Modelagem da unidade c.c. do HMCIC

Conforme é sugerido em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004), é possível modelar a unidade c.c. do HMCIC a partir do modelo médio do espaço de estados. De maneira geral a equação de estados de um sistema pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (7)$$

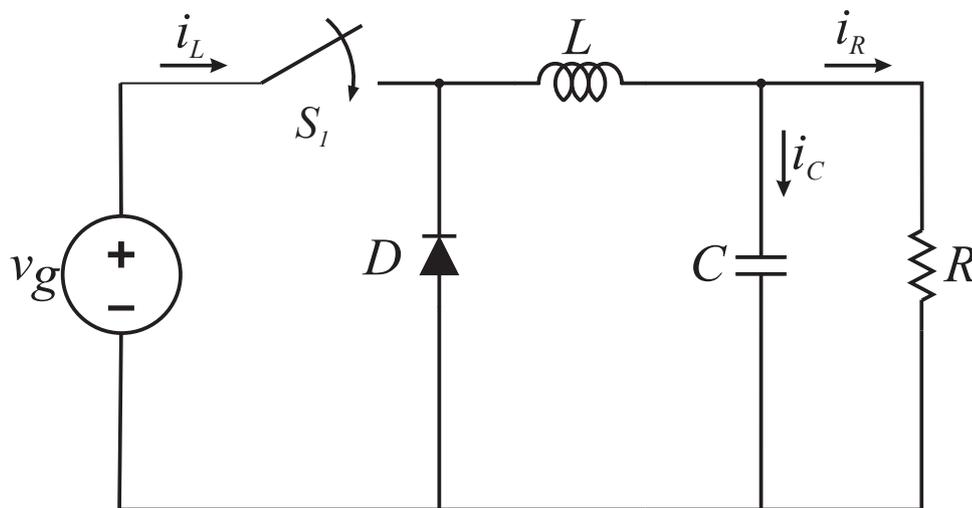
O vetor $\mathbf{x}(t)$ contém todas as variáveis de estado, isto é, corrente no indutor e tensão no capacitor. A entrada $\mathbf{u}(t)$ representa todas as fontes independentes do sistema. \mathbf{K} é a matriz onde estão os valores de indutância, capacitância e indutância mútua do sistema. A equação (7) também apresenta as tensões nos indutores e as correntes nos capacitores a partir da combinação

linear entre as variáveis de estados e os sinais de entrada. As matrizes **A** e **B** contêm valores que representam constantes de proporcionalidade.

O vetor representado por $\mathbf{y}(t)$ é frequentemente chamado de vetor de saída. Conforme mostrado em (7), o vetor saída é uma combinação linear entre os vetores $\mathbf{x}(t)$ e $\mathbf{u}(t)$, onde **C** e **E** representam matrizes que têm linhas e colunas formadas por constantes de proporcionalidade.

Apresentado as equações de estado, para o caso específico deste trabalho, a unidade c.c. pode ser vista como um conversor c.c./c.c. tipo *buck* (abaixador de tensão), já que a tensão que se pretende controlar na microrrede é de 24V, menor do que os 700V que alimentam o barramento. A Figura 40 representa o conversor *buck* tradicional.

Figura 40 – Conversor buck



Fonte: O autor, 2018.

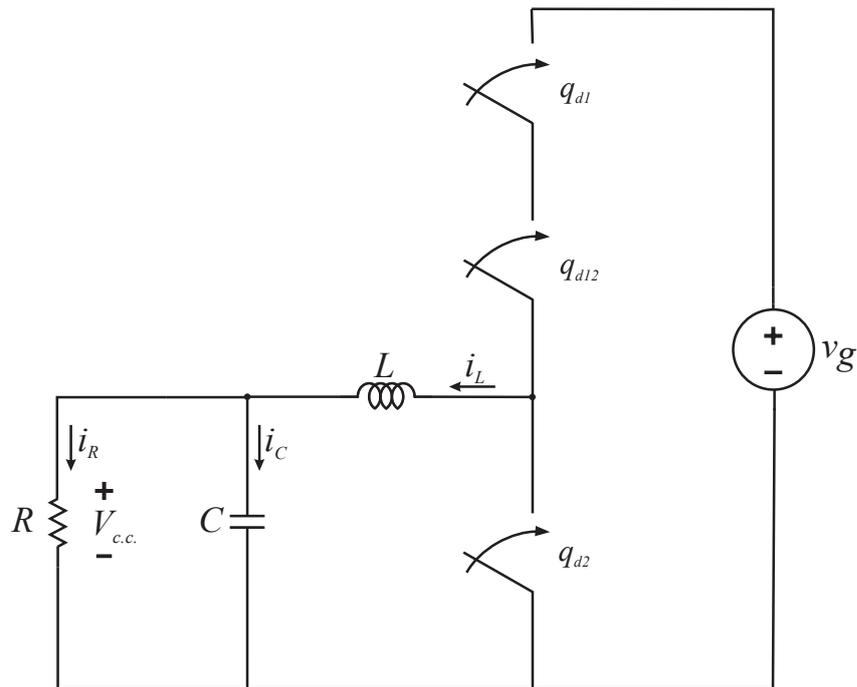
A chave S_1 e o diodo D podem ser interpretados como MOSFETs ou IGBTs. Então é possível fazer uma analogia ao quarto braço do conversor HMCIC apresentado no Capítulo 2. É possível redesenhar o braço de três chaves de modo que se aproxime do conversor buck para efeito de modelo. A Figura 41 mostra o quarto braço redesenhado de maneira isolada.

Os valores de L e C representam a indutância e capacitância para filtragem na unidade c.c. A resistência R simboliza o valor de carga para uma unidade de GD. A ideia é variar a razão cíclica do conversor para controlar a tensão de saída, de modo que seja obtido o valor desejado.

Analisando o chaveamento do braço que pertence a unidade c.c., mostrado na Tabela 3 do Capítulo 2, é observado que, devido as restrições impostas ao braço de três chaves, só existem três possíveis estados de chaveamento. A Figura 41 pode ser redesenhada para a Figura 42 de modo a facilitar o entendimento.

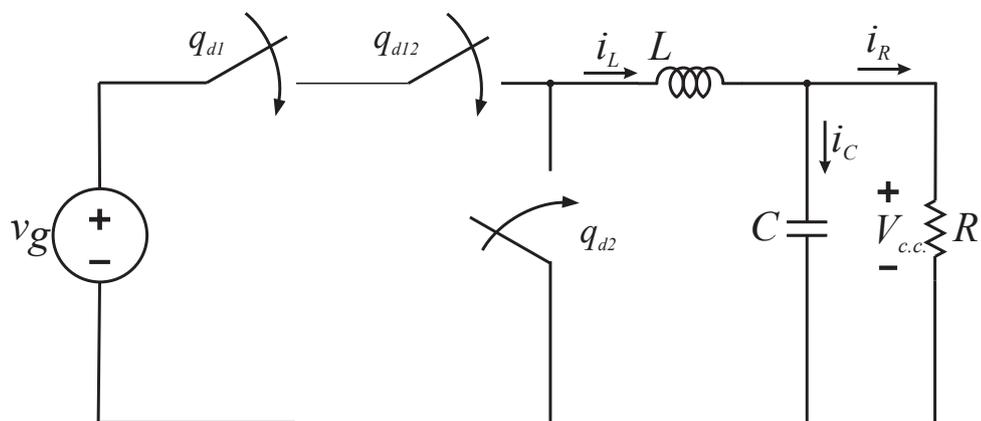
Fica claro que a chave q_{d2} é quem irá definir o valor da tensão c.c. desejada. Para isso é necessário definir as etapas de comutação, durante o modo de condução contínuo do conversor, para utilização do modelo médio do espaço de estados.

Figura 41 – Unidade c.c. isolada



Fonte: O autor, 2018.

Figura 42 – Unidade c.c. apresentada como um conversor abaixador



Fonte: O autor, 2018.

Quando a chave q_{d2} está fechada a chave q_{d1} ou a chave q_{d12} estará aberta. Já quando a chave q_{d2} está aberta, obrigatoriamente as chaves q_{d1} e q_{d12} estarão fechadas. Considerando apenas os estados permitidos do braço de três chaves. Então é possível definir duas etapas de funcionamento para a modelagem da unidade c.c., vistas na Tabela 5.

Durante a etapa 1, a unidade c.c. pode ser analisada de acordo com a Figura 43,

Tabela 5 – Etapas dos estados das chaves para a unidade c.c..

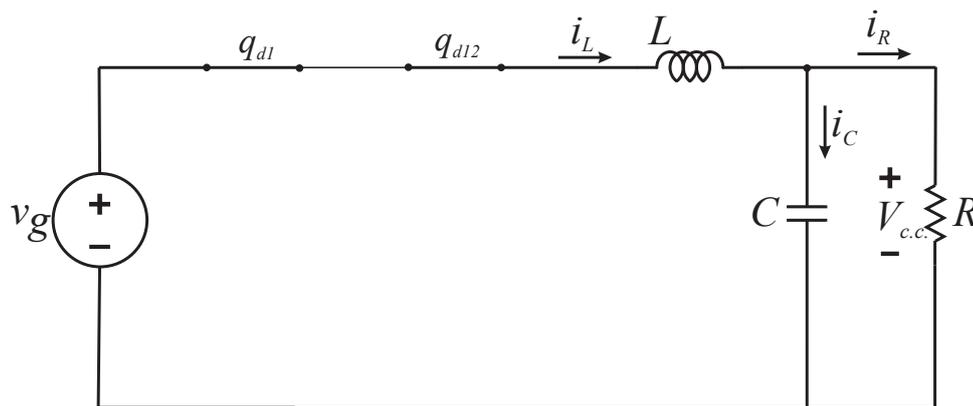
Etapa	q_{d1}	q_{d12}	q_{d2}
2	0	1	1
2	1	0	1
1	1	1	0

Fonte: O autor, 2018.

representada por um circuito linear conforme é mostrado nas seguintes equações de estado:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (8)$$

Figura 43 – Unidade c.c. etapa 1



Fonte: O autor, 2018.

As variáveis de estado, $\mathbf{x}(t)$, para esta etapa são a corrente no indutor (i_L) e a tensão no capacitor ($V_{c.c.}$). A tensão v_g representa uma fonte independente a qual pertence a entrada $\mathbf{u}(t)$. Aplicando a lei das tensões e dos nós de Kirchhoff para o circuito da Figura 43, obtém-se:

$$\begin{cases} v_g = L \frac{di_L}{dt} + V_{cc} \\ i_L = \frac{V_{cc}}{R} + C \frac{dV_{cc}}{dt} \end{cases} \quad (9)$$

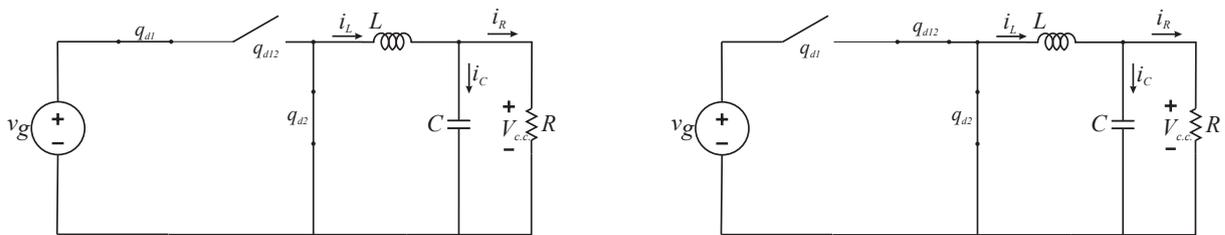
que pode ser escrito de forma matricial seguindo a forma dos espaços de estados como:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_{cc}}{dt} \end{bmatrix}}_{\frac{dx}{dt(t)}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ V_{cc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} v_g \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(t)} \quad (10)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_{cc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ V_{cc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} v_g \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(t)} \quad (11)$$

Logo, foi possível identificar as matrizes \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{C}_1 e \mathbf{E}_1 . Durante a segunda etapa, a chave q_{d2} está fechada e a chave q_{d1} ou q_{d12} está aberta, conforme mostrado na Figura 44.

Figura 44 – Unidade c.c. etapa 2, considerando-se os seguintes estados das chaves (q_{d1}, q_{d12}): (a) (1, 0) e (b) (0, 1).



Fonte: O autor, 2018.

Nesta etapa, são utilizadas as mesmas variáveis de estado e mesma tensão de entrada que foram utilizadas na etapa 1. Pretende-se chegar em uma equação de espaço de estados semelhante ao que foi encontrado na etapa 1, conforme mostrado a seguir:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (12)$$

Portanto, aplicando a análise de malhas e análise nodal ao circuito da Figura 43 obtém-se:

$$\begin{cases} 0 = L \frac{di_L}{dt} + V_{cc} \\ i_L = \frac{V_{cc}}{R} + C \frac{dV_{cc}}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

Então, (13) pode ser escrita de maneira matricial conforme mostrado a seguir:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_{cc}}{dt} \end{bmatrix}}_{\frac{dx}{dt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ V_{cc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(t)} \quad (14)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_{cc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ V_{cc} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} v_g \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(t)} \quad (15)$$

Obtidas as matrizes \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_2 , \mathbf{C}_2 e \mathbf{E}_2 , é possível calcular as equações de estado das matrizes do modelo médio conforme sugerido em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004). Sabendo que a chave q_{d2} é que irá determinar o estado de tensão desejado da unidade c.c.. Portanto, é possível escrever o modelo médio das matrizes em espaços de estados das etapas 1 e 2 como:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = (1-d)\mathbf{A}_1 + (d)\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} = (1-d)\mathbf{B}_1 + (d)\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} = (1-d)\mathbf{C}_1 + (d)\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{E} = (1-d)\mathbf{E}_1 + (d)\mathbf{E}_2 \end{cases} \quad (16)$$

Onde d representa a razão cíclica da chave q_{d2} da unidade c.c.

O sistema pode ser linearizado utilizando o modelo de pequenos sinais, conforme mostrado em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004). Portanto, é possível definir:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(t) = \bar{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \bar{\mathbf{y}} + \hat{\mathbf{y}}(t) \\ \mathbf{u}(t) = \bar{\mathbf{u}} + \hat{\mathbf{u}}(t) \end{cases} \quad (17)$$

Em que $\bar{\mathbf{x}}$, $\bar{\mathbf{y}}$ e $\bar{\mathbf{u}}$ representam, respectivamente, os valores médios das variáveis $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{y}(t)$ e $\mathbf{u}(t)$. $\hat{\mathbf{x}}$, $\hat{\mathbf{y}}$ e $\hat{\mathbf{u}}$ são variações pequenas em torno de seus valores médios. A dinâmica do sistema funciona da seguinte maneira, quanto maior for o tempo em que a chave q_{d2} estiver fechada, e consequentemente quanto maior for a razão cíclica, menor será a tensão contínua da unidade c.c. Então devido a dinâmica específica do sistema, tem-se:

$$d(t) = \bar{d} - \hat{d} \quad (18)$$

Por fim, manipulando as equações apresentadas anteriormente, as equações de estado para o modelo de pequenos sinais pode ser escrita da seguinte forma:

$$\begin{cases} \mathbf{K}\hat{x}(t) = \mathbf{A}\hat{x}(t) + \mathbf{B}\hat{u}(t) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\hat{x}(t) + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\hat{u}(t)\}\hat{d}(t) \\ \hat{y} = \mathbf{C}\hat{x}(t) + \mathbf{E}\hat{u}(t) + \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\hat{x}(t) + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\hat{u}(t)\}\hat{d}(t) \end{cases} \quad (19)$$

Os valores de \bar{x} e \bar{u} , podem ser encontrados a partir do modelo médio, conforme é mostrado a seguir:

$$\begin{cases} 0 = \mathbf{A}\bar{x} + \mathbf{B}\bar{u} \\ \bar{y} = \mathbf{C}\bar{x} + \mathbf{E}\bar{u} \end{cases} \quad (20)$$

Considerando o valor em regime da variável \bar{u} como sendo o valor de entrada do barramento c.c., ou seja, 700V e a razão cíclica como $d = (1 - 24/700)$, já que a referência é 24V na unidade c.c., os valores de L , R e C são mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros para modelagem do controle da unidade c.c.

Parâmetro	Valor
Tensão do barramento cc	700 V
R	1 Ω
C	6,6 μF
L	1,8 mH

Fonte: O autor, 2018.

Com os valores especificados anteriormente, para efeito de projeto, foi encontrada a seguinte função de transferência:

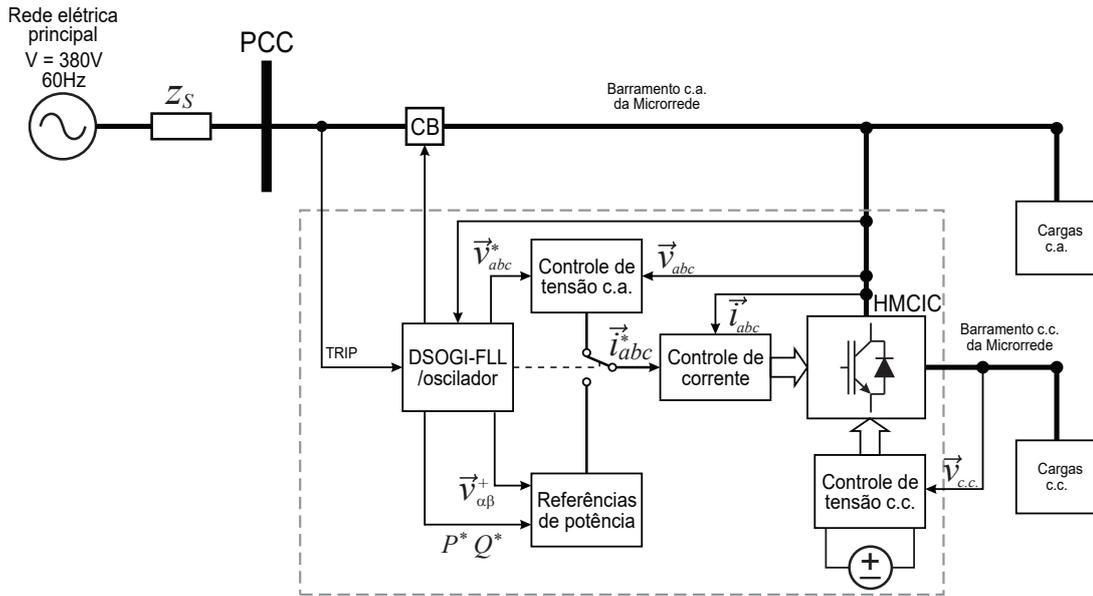
$$H(s) = \frac{5,892^{10}}{s^2 + 1,515^5 s + 8,418^7} \quad (21)$$

Para a unidade c.c. é necessário utilizar um controlador PI para garantir erro nulo em regime permanente, pois $V_{c.c.}$ é uma grandeza contínua (FRANCIS; WONHAM, 1975). O desempenho da unidade c.c. em uma microrrede é analisada na Seção 3.3.

3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DE UMA MICRORREDE HÍBRIDA TENDO COMO CONVERSOR MESTRE O HMCIC

Pode-se avaliar o HMCIC em uma microrrede híbrida (ARRUDA, 2016) baseada na configuração mestre-escravo vista em (AZEVEDO, 2011). A Figura 45 representa o diagrama esquemático do sistema que será analisado. A Tabela 7 mostra os principais parâmetros utilizados durante a simulação.

Figura 45 – Diagrama esquemático do HMCIC como conversor mestre em uma microrrede híbrida.



Fonte: adaptado de (ARRUDA, 2016).

Tabela 7 – Parâmetros utilizados na simulação do HMCIC como conversor mestre em uma microrrede híbrida.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do barramento c.c.	V_{cap}	700 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	20 kHz
Índice de modulação da unidade c.a.	$M_{c.a.}$	0,929
Índice de modulação da unidade c.c.	$M_{c.c.}$	0,070
Tensão de referência c.c.	$V_{c.c.}^*$	24 V
Indutância de Magnetização	L_m	280 μH
Relação de transformação do indutor	N_p/N_s	1
Filtro indutivo c.a.	$L_{f.c.a.}$	1,5 mH
Filtro capacitivo c.a.	$C_{f.c.a.}$	4,7 μF
Filtro indutivo c.c.	$L_{f.c.c.}$	1,8 mH
Filtro capacitivo c.c.	$C_{f.c.c.}$	6,6 μF
Carga c.a. - resistência	$R_{c.a.}$	8 kW
Carga c.c. - resistência	$R_{c.c.}$	10 Ω

Fonte: O autor, 2018.

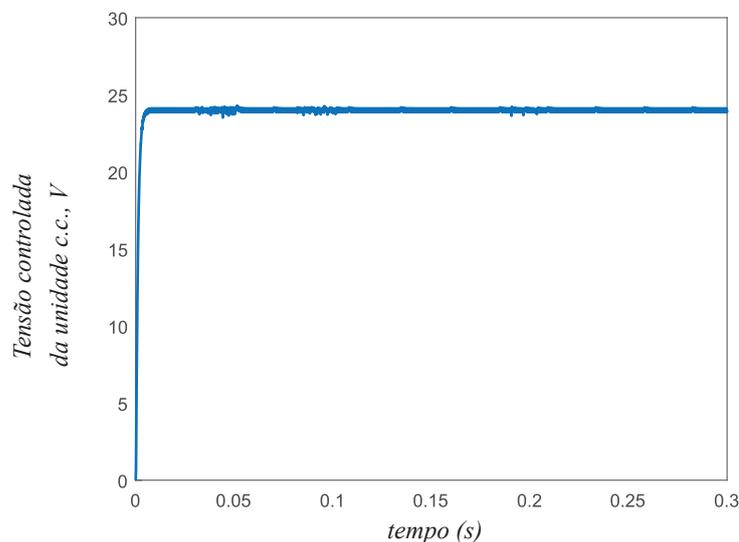
Conforme verificado na Figura 45, pode-se representar o sistema de distribuição de 380V por uma impedância equivalente de Thévenin, Z_s , a qual a microrrede conecta-se juntamente ao PCC. A carga c.a. é representada de forma simplificada, sendo composta por uma carga resistiva de 8kW e a carga c.c. é representada por uma carga resistiva de 10 Ω . Também é apresentado de forma simplificada, os blocos referentes ao controle de corrente e tensão da unidade c.a. e o controle de tensão da unidade c.c.

Passados 0,1 segundos, a microrrede passa a operar no modo ilhado, graças ao sinal de

trip enviado para abertura do disjuntor CB. A variável *Trip* tem valor zero quando a microrrede está conectada a rede, habilitando apenas o controle de corrente. Quando assumido valor unitário ($trip=1$) o controle de tensão estará ativado. Desta forma, o HMCIC é quem irá fornecer tensão e frequência de referência no PCC.

Simultaneamente e de forma independente, nos dois modos de operação a unidade c.c. deve permanecer alimentando o barramento c.c. da microrrede com tensão de referência especificada. A tensão controlada da unidade c.c. é observada na Figura 46. Vale ressaltar que mesmo durante a transição da microrrede entre os modos de operação, conectado e ilhado, a tensão de saída da unidade c.c. permanece constante. Este fato acaba confirmando a capacidade do conversor híbrido analisado ser capaz de contralar ambas unidades c.c. e c.a. de forma independente.

Figura 46 – Tensão de saída da unidade c.c.



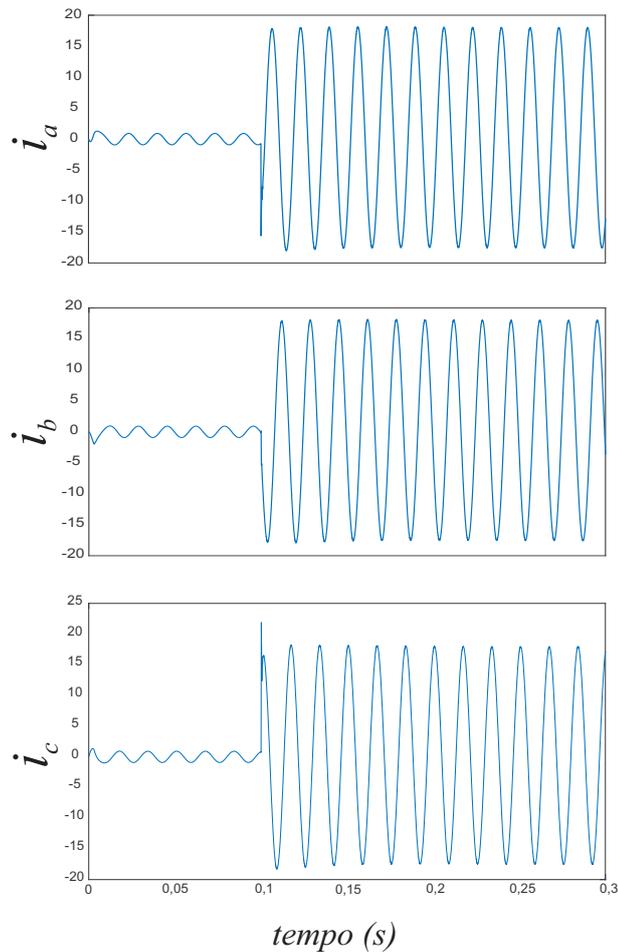
Fonte: O autor, 2018.

Nas Figuras 47 e 48, são observadas as correntes e tensões, em referencial natural, dos controles de tensão e corrente respectivamente. As malhas de corrente e tensão tiveram resultados dinâmicos satisfatórios da forma como foram implementadas, sem transitórios significativos.

Os valores dos ganhos, para os controladores escolhidos, são vistos na Tabela 8. Pode-se obter estes valores de ganhos utilizando as funções de transferência vistas em subseções anteriores para as unidades c.a. e c.c. Os valores dos ganhos apresentados na Tabela 7 foram projetados utilizando a ferramenta para projetar controladores *sisotool* do software *Matlab*. Durante o projeto do controlador de tensão para o lado c.c. acrescentou-se um pólo fora da origem para atenuar altas frequências, sendo capaz de melhorar o desempenho do controlador.

Os controladores foram projetados para se obter erro nulo em regime permanente para referência com frequência de 60Hz. Da forma como foi implementado, esses mesmos

Figura 47 – Corrente de saída na malha de controle de tensão durante os modos de operação ilhado e conectado.



Fonte: O autor, 2018.

Tabela 8 – Ganhos utilizados para projeto dos controladores do HMCIC.

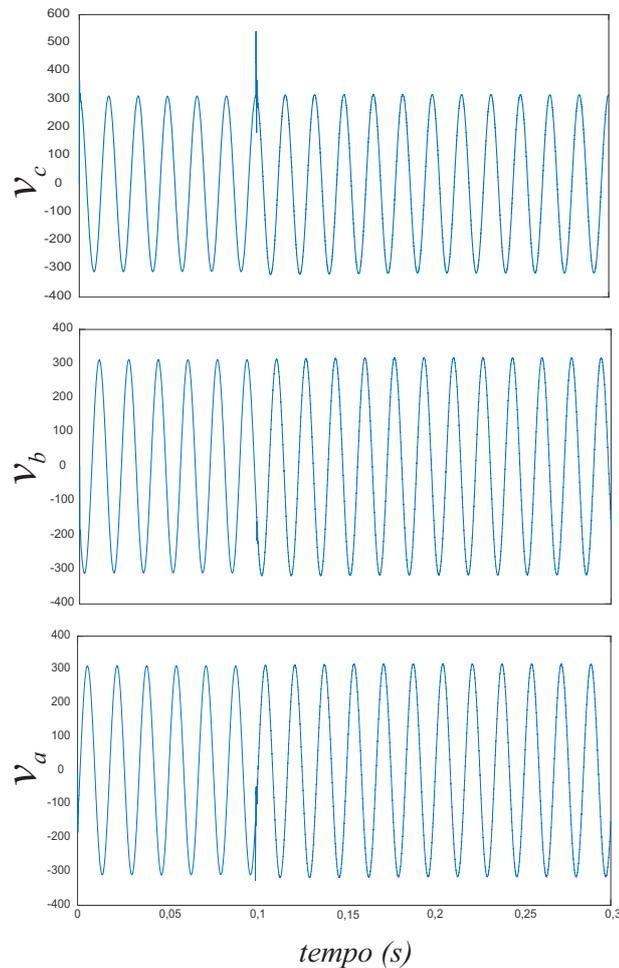
Parâmetro	Valor
$K_{pvc.a.}$	0,04
$K_{rvc.a.}$	8,47
$K_{pic.a.}$	12,73
$K_{ric.a.}$	142
$K_{pvc.c.}$	35,75
$K_{ivc.c.}$	351,74

Fonte: O autor, 2018.

controladores são capazes de rejeitar distúrbio de saída para 60Hz. Caso seja necessário rejeitar distúrbios harmônicos em outras frequências, pode-se:

- utilizar uma ação *feedforward*, pois ao fazer isso não é mais necessário compensar o distúrbio ou;

Figura 48 – Tensão de saída na malha de controle de corrente durante os modos de operação ilhado e conectado.



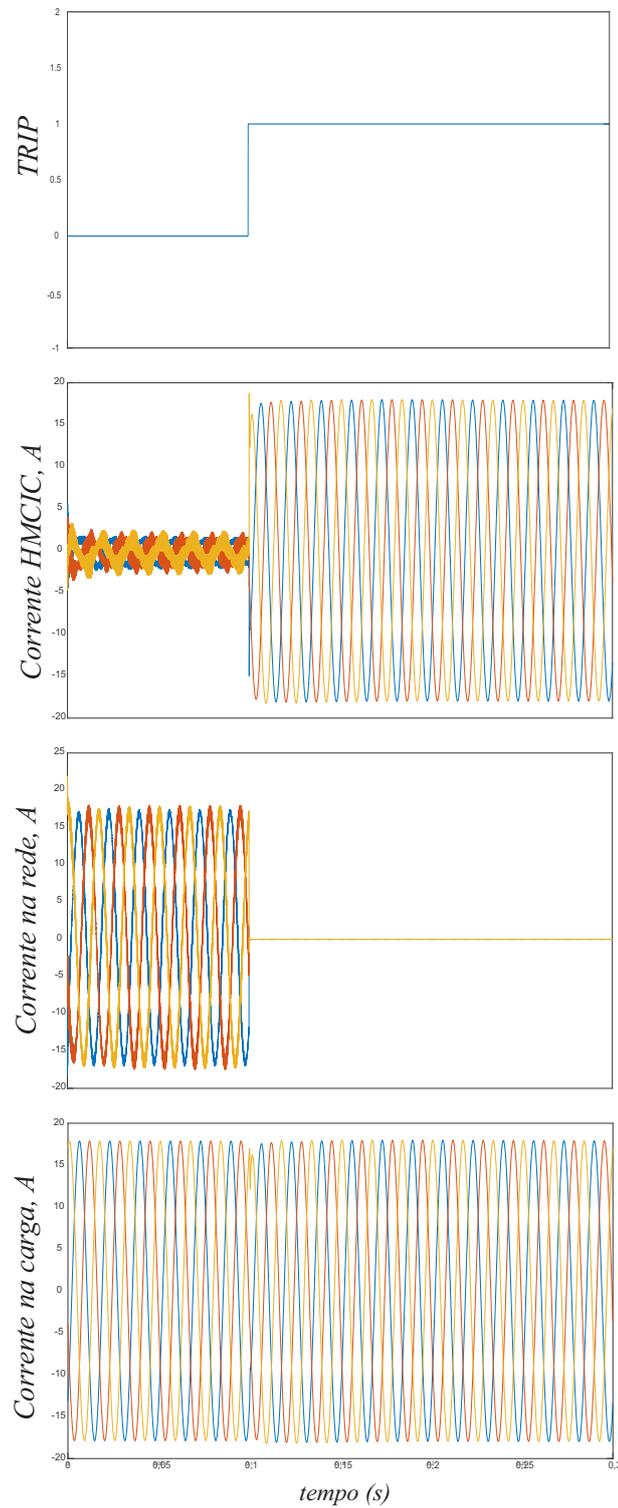
Fonte: O autor, 2018.

- Acrescentar ao controlador ressonantes sintonizados em cada frequência do distúrbio considerado.

As principais grandezas de correntes e tensões na estrutura são observadas durante os modos de operação da microrrede de acordo com as Figuras 49 e 50. Para efeito de averiguação o primeiro gráfico, mostrado em ambas as figuras, é o sinal de *trip* em alusão a alguma falta no sistema elétrico ou alguma desconexão intencional da rede.

Na Figura 49 são apresentadas as correntes no HMCIC, na carga e na rede de distribuição. Depois do transitório, a corrente na carga leva cerca de 0,08 segundos para estabilizar e chegar no valor desejável. Isto ocorre devido aos valores dos ganhos projetados. Desejando-se melhorar o resultado durante o transitório pode-se ajustar os valores dos ganhos na malha de controle de tensão, pois é a mais lenta e é a que governa a dinâmica do sistema. Deve-se ter cuidado para não instabilizar o controle, haja vista que quando se altera os ganhos, de modo a tornar a malha de tensão mais rápida, há uma natural deformação nas formas de ondas das correntes apresentadas.

Figura 49 – Correntes verificadas durante o modo conectado e ilhado.

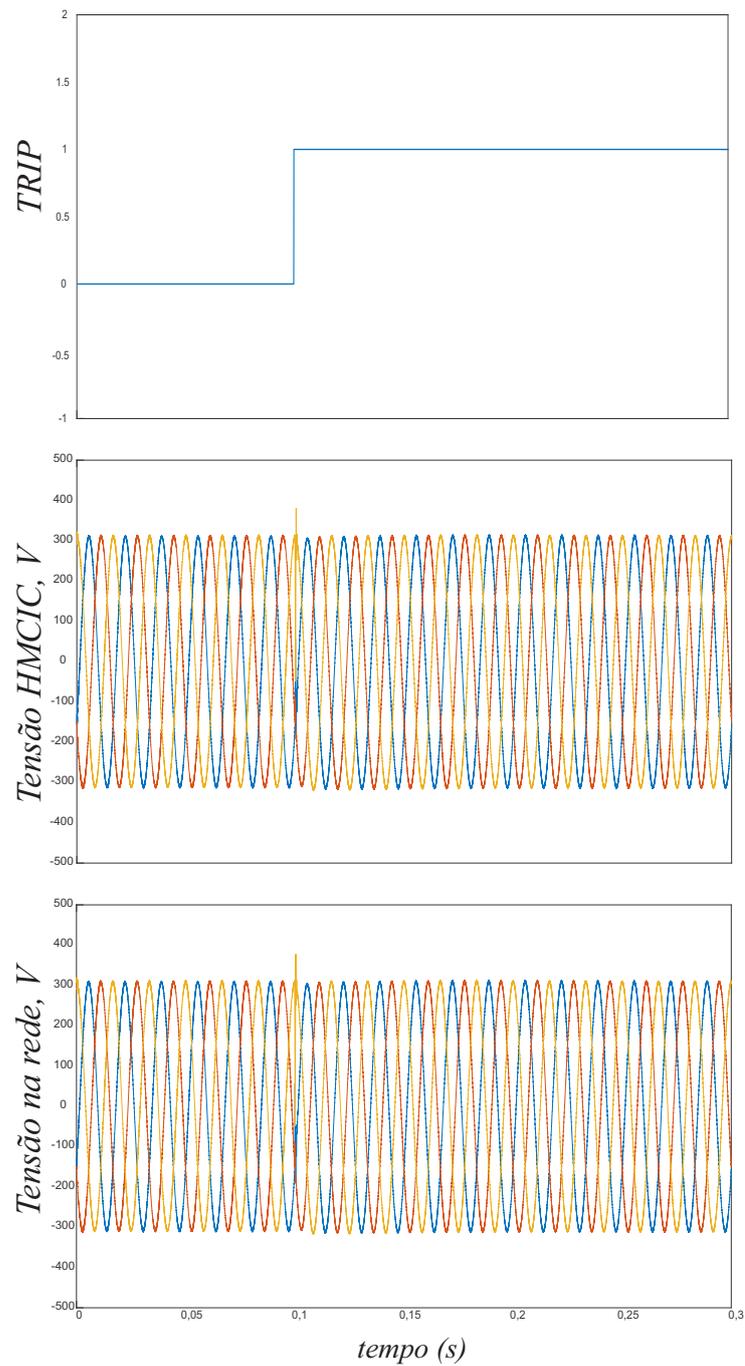


Fonte: O autor, 2018.

Por isso é melhor tornar o controlador mais robusto e garantir funcionamento pleno, mesmo que isso não represente o menor tempo de convergência possível durante o transitório.

Na Figura 50 são mostradas as tensões do HMCIC e da rede durante o modo conectado e

Figura 50 – Tensões verificadas durante o modo conectado e ilhado.



Fonte: O autor, 2018.

ilhado. Assim como a corrente no HMCIC a tensão também leva um certo tempo para estabilizar e fornecer o valor desejável.

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo o conversor HMCIC foi avaliado, através de simulações computacionais, em uma microrrede híbrida atuando como CM. São apresentados os modelos para as unidades c.a. e c.c., os tipos de controladores utilizados e os diagramas de blocos aplicados no controle. A unidade c.a. possui duas malhas de controle, uma malha mais interna de corrente e uma malha mais externa de tensão, sendo a malha de corrente mais rápida que a de tensão. A unidade c.c. foi modelada pelo modelo médio de espaços de estados adaptado para o braço de três chaves.

O controlador utilizado na unidade c.a. é um PR, já para unidade c.c. foi empregado um PI. Os valores dos ganhos para cada controlador foram mostrados em tabela. Pode-se afirmar que as unidades c.a. e c.c. foram controladas de maneira independentes, com valores de tensões e correntes satisfatórios durante os modos de operação da microrrede.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO HMCIC

Neste capítulo são descritas as principais características que foram utilizadas para construção do painel elétrico capaz de representar o conversor multinível híbrido estudado. Resultados experimentais foram obtidos para validar seu desempenho como conversor.

4.1 DESCRIÇÃO DA MONTAGEM

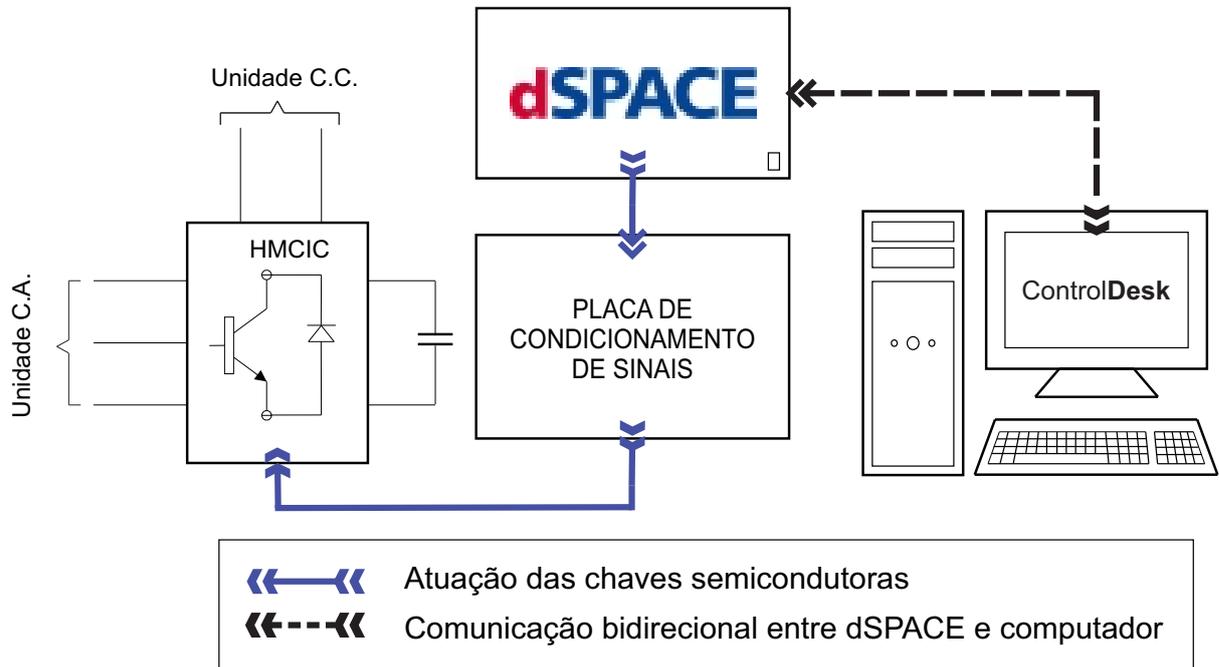
Com o objetivo de demonstrar a operação do conversor HMCIC (Figura 23) e validar os resultados de simulação apresentados no Capítulo 2, um protótipo foi implementado no laboratório experimental do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE. Esta bancada experimental é formada por módulos IGBT's do tipo SK50GB12T4 para formar o quarto braço, onde está localizada a saída c.c. Na parte trifásica, chaves SK60GAL125 e SK60GAR125 foram utilizadas para representar o braço trifásico composto, também, de indutores acoplados.

Conforme apresentado na Figura 51, é mostrado de forma resumida o HMCIC e seu funcionamento. O computador gera no MATLAB/SIMULINK o tipo de PWM adequado para fornecimento de tensão de saída desejável. Os sinais de gatilhos das chaves são pré-processados e suas informações analógicas são enviadas ao dSPACE através de comunicação feita pela placa de condicionamento de sinais. O dSPACE envia e recebe informações do computador através do *software* ControlDesk. Assim, é possível alterar os parâmetros do sistema, bem como habilitar ou desabilitar o PWM, servindo de proteção para a bancada experimental. A Figura 52 apresenta uma captura de tela do *software* ControlDesk durante a realização do experimento.

A interface entre a placa de condicionamento de sinais e o dSPACE é feita através de uma placa de saída de forma de onda digital, DS5101, capaz de gerar os sinais de modulação de largura de pulso adequados com frequência de amostragem de $20kHz$. O tempo morto é adicionado a partir de uma placa externa durante a aquisição de dados para o braço de três chaves, já que não é possível ter as três chaves conduzindo ao mesmo tempo, pois se isso ocorresse o barramento c.c. seria curto-circuitado. Já para o ramo trifásico, o indutor acoplado impede que o barramento c.c. seja curto-circuitado, de forma que não há necessidade de implementação de tempo morto.

O protótipo implementado é mostrado nas Figuras 53 e 54. Nestas Figuras, estão indicados os principais componentes que fizeram parte do experimento. O barramento c.c. é composto de dois capacitores em série de 450V cada. As chaves do braço trifásico são fixadas em uma placa para conexão do barramento c.c. e dos indutores acoplados. As saídas de derivação central dos indutores acoplados passam pelos filtros LC, conforme apresentado na Figura 54. Chaves seletoras são utilizadas para ligar as unidades c.a. e c.c., além de alimentar as fontes, em

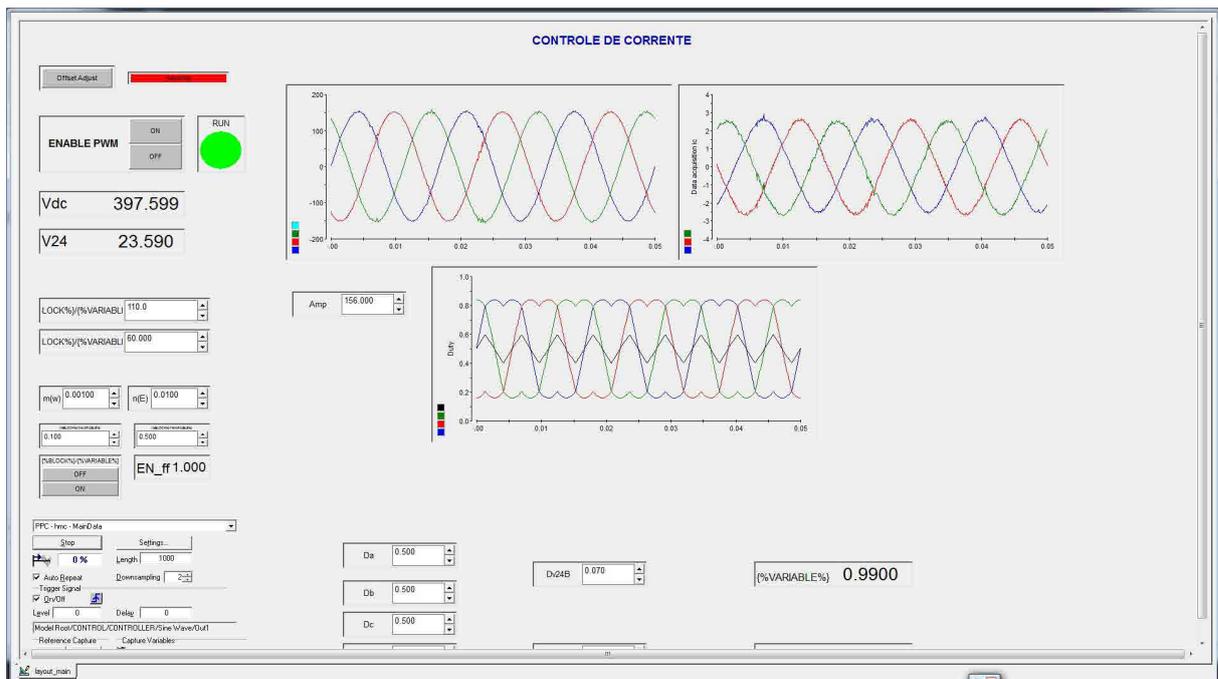
Figura 51 – Representação simplificada da bancada experimental confeccionada.



O autor, 2018.

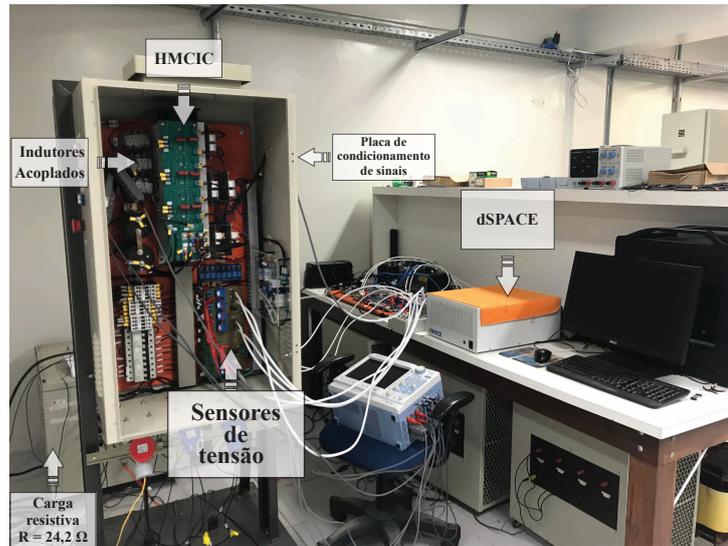
220V, que por sua vez acionarão as outras placas em 15V ou $-15/15V$.

Figura 52 – Captura de tela do *software* ControlDesk.



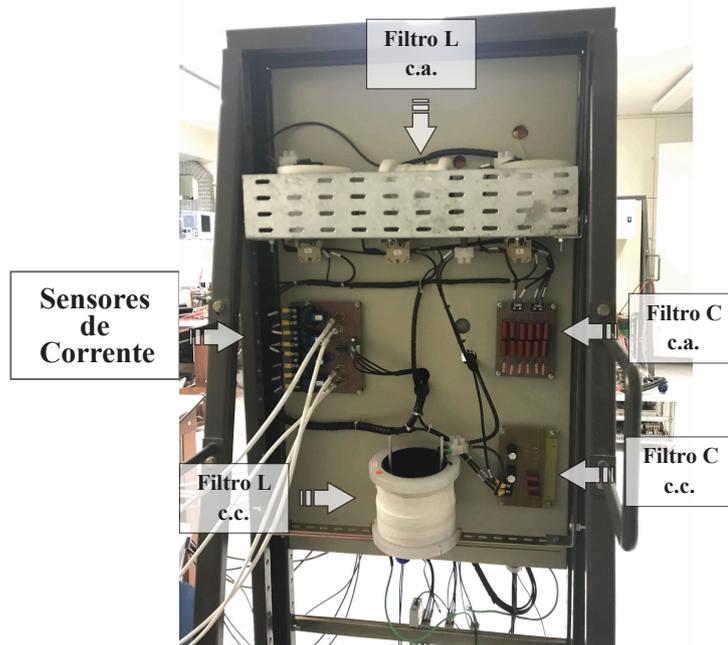
O autor, 2018.

Figura 53 – Parte experimental - Frente.



O autor, 2018.

Figura 54 – Parte experimental - Filtros.



O autor, 2018.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO HMCIC EM MALHA ABERTA

Apresentado a bancada experimental confeccionada, pode-se mostrar na Tabela 9 os principais parâmetros utilizados durante o experimento e seus respectivos valores.

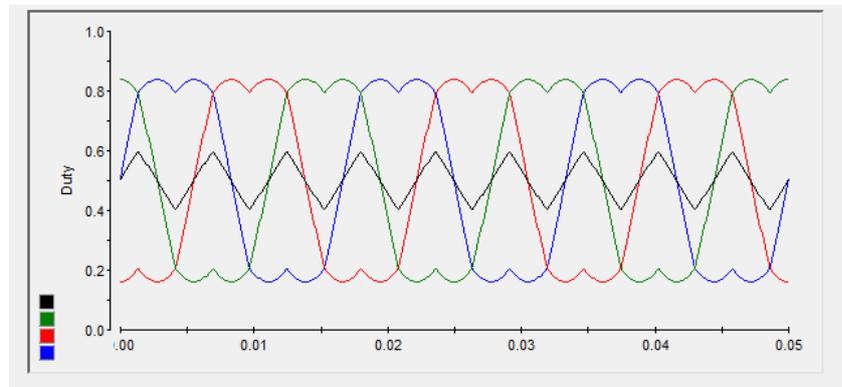
A modulação PWM utilizada durante o experimento foi a modulação escalar generalizada

Tabela 9 – Parâmetros utilizados no experimento do HMCIC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do barramento c.c.	V_{cap}	400 V
Frequência de chaveamento	f_{sw}	20 kHz
Amplitude da tensão de referência c.a.	$V_{c.a.}^*$	$110\sqrt{2}$ V
Tensão de referência c.c.	$V_{c.c.}^*$	24 V
Indutância de Magnetização	L_m	280 μ H
Relação de transformação do indutor	N_p/N_s	1
Carga c.a. - resistência	$R_{c.a.}$	24,2 Ω
Carga c.a. - indutância	$L_{c.a.}$	128 mH
Carga c.c. - resistência	$R_{c.c.}$	12,1 Ω
Filtro L - c.a. - indutância	$L_{f.c.a.}$	1,5 mH
Filtro L - c.c. - indutância	$L_{f.c.c.}$	1,8 mH
Filtro C - c.a. - capacitância	$C_{f.c.a.}$	4,7 μ F
Filtro C - c.c. - capacitância	$C_{f.c.c.}$	6,6 μ F

O autor, 2018.

Figura 55 – Captura de Tela do PWM escalar generalizado durante o experimento.



O autor, 2018.

proposta em (ALVES, 1998). Neste tipo de modulação é necessário definir o grau de liberdade, μ , responsável por definir a distribuição da razão de trabalho total dos vetores nulos V_0 e V_7 . Neste caso foi escolhido $\mu = 0,5$, pois o tempo de aplicação de V_0 fica igual ao tempo de aplicação de V_7 . Quando $\mu = 0,5$ o PWM escalar generalizado corresponde ao PWM regular trifásico simétrico.

Este tipo de modulação aumenta a faixa da região linear do conversor de modo que é permitido operar com uma tensão mais elevada do barramento c.c., conforme pode ser verificado na Figura 55, onde estão apresentadas as tensões de polo e a tensão homopolar, também conhecida como tensão de modo comum. Para o braço de três chaves é preciso ter cuidado com a razão cíclica da chave inferior. Esta não deve ser maior que a razão cíclica da chave superior, conforme discutido no Capítulo 2, e para isso limites de saturação são impostos.

A lógica *ou exclusivo* para a chave intermediária e o tempo morto para as três chaves que compõem o quarto braço são obtidos via hardware. É a partir de uma placa onde estão localizadas as lógicas necessárias para o funcionamento correto do quarto braço. É também nesta placa onde

inverte-se o sinal que está sendo enviado à chave q_{d2} , já que a mesma tem lógica invertida.

A carga c.a. é trifásica equilibrada, em estrela, formada por resistores e indutores. O valor da resistência por fase é de $24,2 \Omega$. A componente indutiva possui indutância de 128 mH o que fornece uma reatância indutiva de $48,3 \Omega$. A carga c.c. é composta apenas de uma resistência monofásica de $12,1 \Omega$. A tensão fundamental na unidade c.a. tem seu valor eficaz de amplitude dado por 110V para uma frequência de 60Hz . Conforme apresentado na Tabela 9 a tensão do barramento c.c. foi fixada em 400V .

Na Figura 56, são apresentadas as tensões fase-neutro não filtradas na unidade c.a. do conversor híbrido, onde pode ser verificado que as mesmas possuem três níveis, conforme discutido no Capítulo 2. A tensão entre o neutro e a unidade c.c., V_{nN} chaveada, também é mostrada nesta figura.

Na Figura 57 são apresentadas as tensões fase-fase, onde pode ser observado a presença dos cinco níveis de tensão. No entanto, devido a escolha do uso do dSPACE para geração do PWM, não foi possível a obtenção do padrão de chaveamento adequado capaz de resultar em uma tensão fase-fase com menor valor de *ripple*, já que este equipamento não possui triangulares defasadas a menos que se programe em FPGA, obtendo assim uma limitação de hardware. Uma outra solução seria o uso do DSP (*Digital Signal Processor*), para geração de triangulares defasadas e obtenção dos cinco níveis bem definidos, porém para isso, são necessárias modificações na bancada experimental de tal sorte que seja viável o uso do DSP.

Na Figura 58 são mostradas as tensões de fase-neutro na saída do filtro indutivo e as correntes na derivação central do indutor acoplado. A tensão v_{cln} parece um pouco desequilibrada em relação as demais tensões, porém isto é apenas uma questão de referência, já que a referência da fase *c* está deslocada das outras fases.

Figura 56 – Tensões fase-neutro não filtradas e tensão no neutro (saída c.a. do conversor).

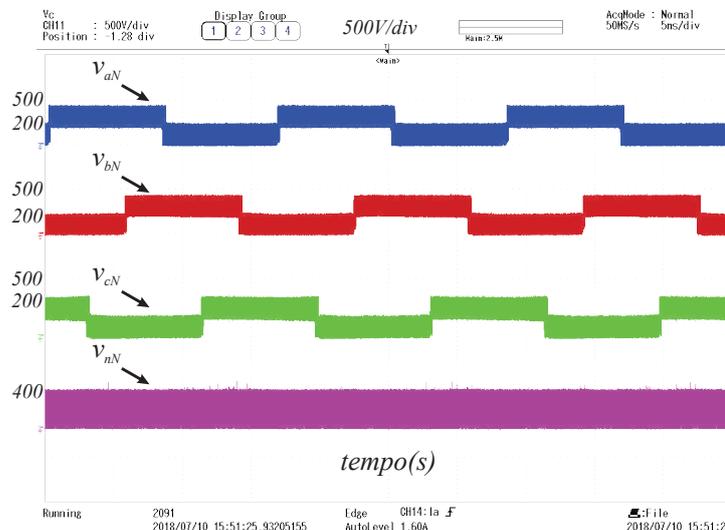
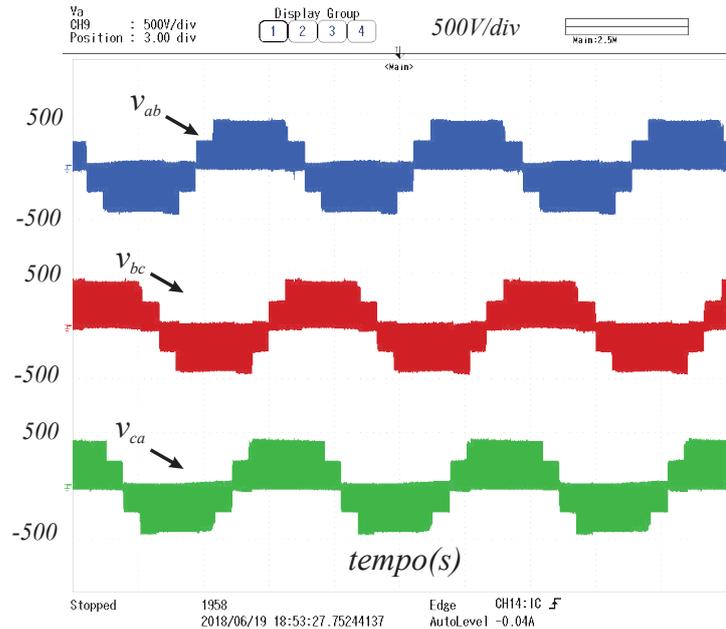
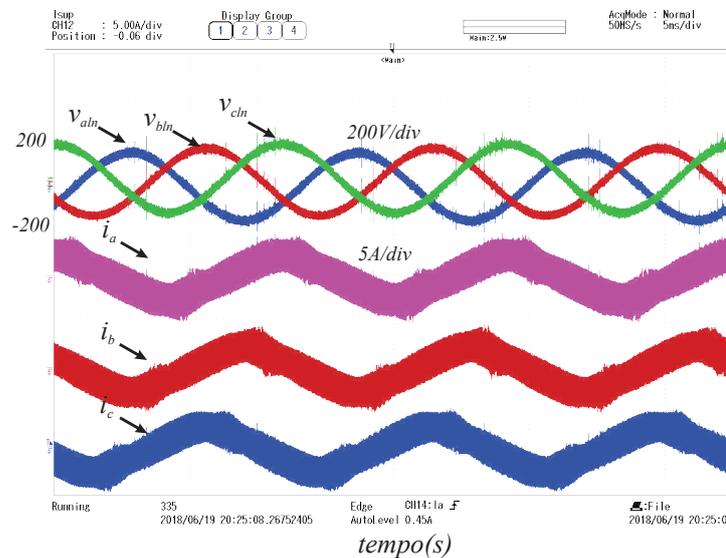


Figura 57 – Tensões fase-fase não filtradas (saída c.a. do conversor).



O autor, 2018.

Figura 58 – Tensões na saída c.a. dos filtros indutivos e correntes na derivação central do indutor acoplado.

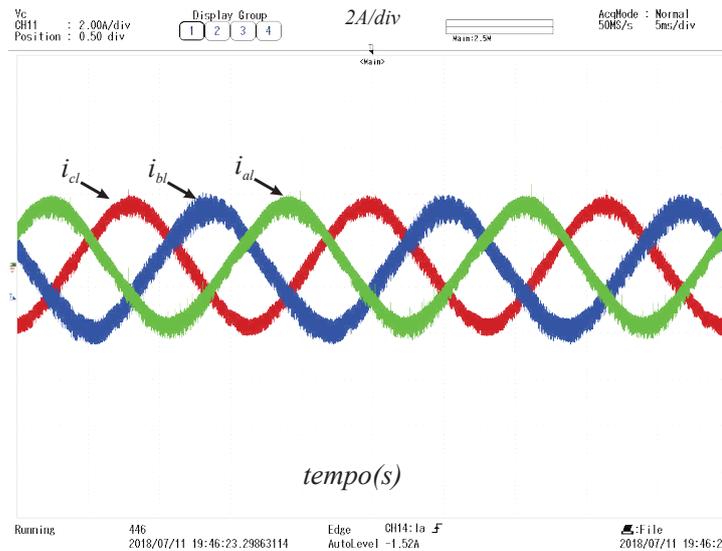


O autor, 2018.

As correntes na carga c.a. são apresentadas na Figura 59. O bom desempenho do filtro LC é apresentado neste resultado, além de mostrar três correntes senoidais, defasadas de 120° conforme esperado. A corrente i_{bl} apresenta um pequeno *ripple* em relação as demais. Este *ripple*, adicional, pode ter sido causado devido a impedância assimétrica do indutor acoplado.

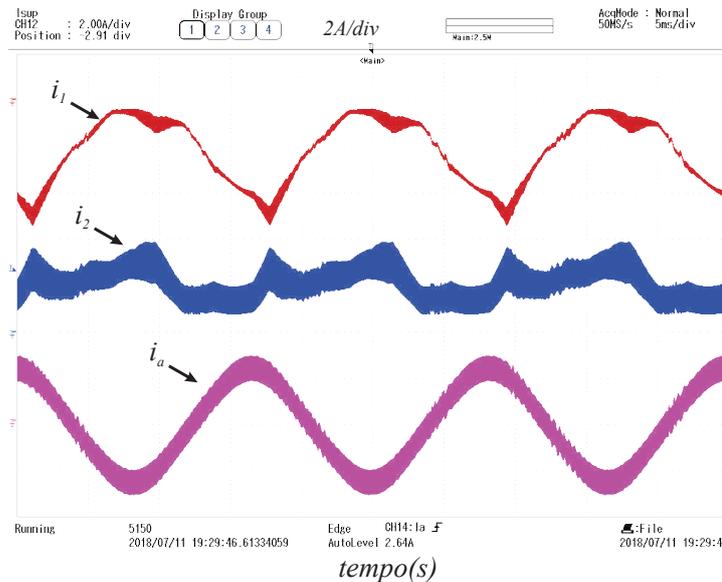
Na Figura 60 são apresentadas as correntes no indutor acoplado, isto é, a corrente no ramo superior, a corrente no ramo inferior e a corrente na derivação central para a fase *a*. Estas

Figura 59 – Correntes na carga unidade c.a.



O autor, 2018.

Figura 60 – Correntes no indutor acoplado.

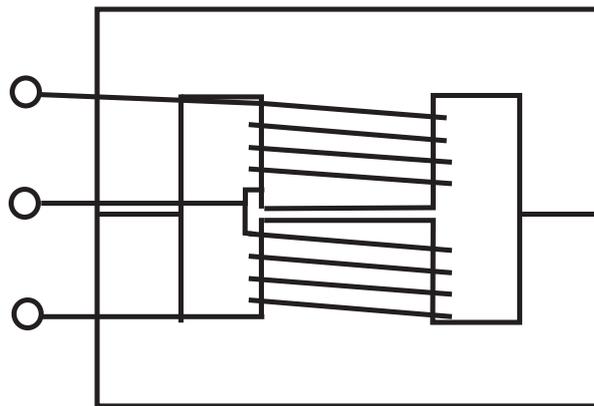


O autor, 2018.

correntes são medidas filtradas, no osciloscópio, para melhor visualização de suas formas de onda.

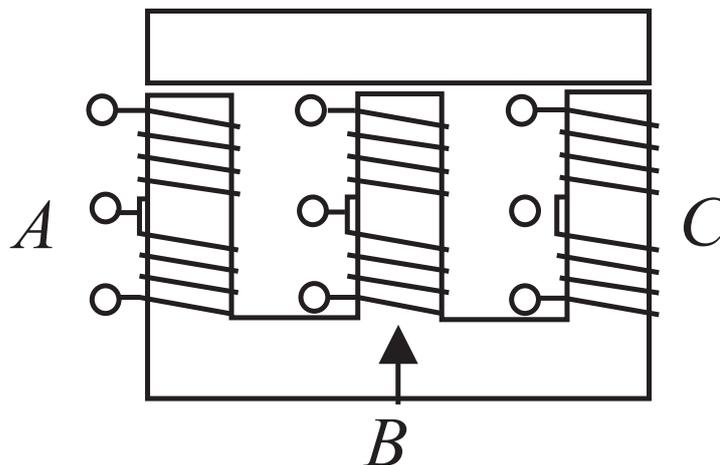
Embora os dois enrolamentos estejam bem acoplados, a corrente no enrolamento primário e secundário são observadas de uma forma deformada e não senoidal. Esta forma distorcida é devido a forma construtiva dos indutores acoplados, já que o enrolamento secundário está sobreposto ao enrolamento primário.

Figura 61 – Enrolamentos do indutor construído de outra forma



O autor, 2018.

Figura 62 – Enrolamento trifásico de indutor acoplado

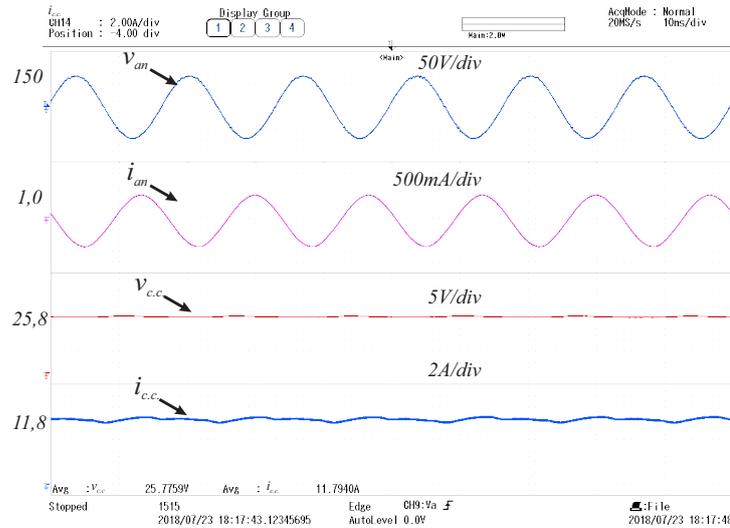


O autor, 2018.

Uma alternativa construtiva para melhorar a forma de onda das correntes nos enrolamentos superior e inferior é vista na Figura 61. Porém, com esta forma construtiva, a corrente de modo comum flui naturalmente entre os dois enrolamentos com valor de pico aproximado de metade da corrente de saída. Por isso, a melhor solução seria a apresentada na Figura 62. A estrutura natural do núcleo mostrada não produz fluxo c.c., pois o fluxo gerado pelas correntes c.c. em cada indutor acoplado se opõem (SALMON; EWANCHUK; KNIGHT, 2009).

Para verificar o fato do conversor ser bidirecional foi injetado uma fonte de corrente na unidade c.c. e verificou-se a produção de tensões senoidais defasadas, conforme esperado, na unidade c.a. A Figura 63 representa a bidirecionalidade do conversor. Neste caso, além da carga indutiva, foi utilizado uma carga resistiva trifásica de $98,8 \Omega$ por fase. A potência vista na unidade c.c. é praticamente a mesma vista na unidade c.a sendo desconsiderado as perdas

Figura 63 – Bidirecionalidade do HMCIC



tempo(s)

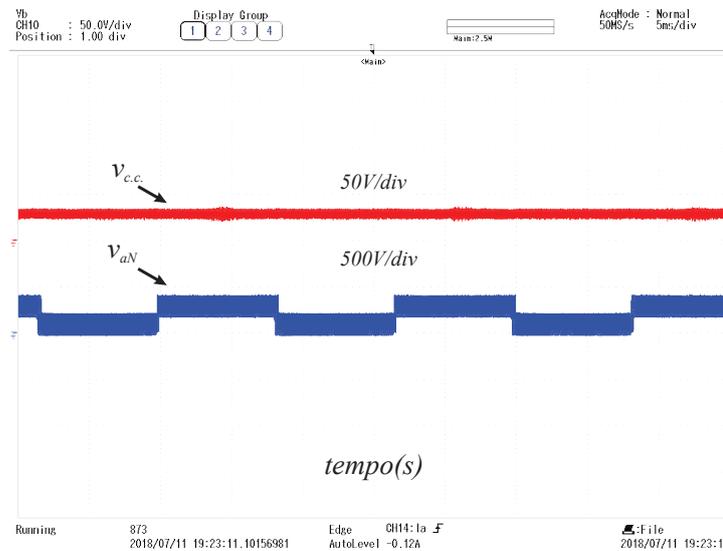
O autor, 2018.

que aparecem nos cabos, comprovando o fato do conversor ser bidirecional e capaz de transmitir potência entre as partes c.a e c.c., algo fundamental para o gerenciamento em uma microrrede híbrida.

A baixa frequência da corrente na unidade c.c. pode ter ocorrido devido a algum desequilíbrio da carga trifásica utilizada, gerando dessa forma uma potência de sequência negativa. Outra possibilidade é a própria fonte que gera os 400V no barramento, além do experimento ter sido realizado em malha aberta e não em malha fechada, pois isto estaria interferindo na forma de onda como é mostrada a corrente na unidade c.c.

Finalmente, a tensão da unidade c.c. é mostrada na figura 64, conforme ajuste da razão cíclica foi encontrado o valor de $V_{c.c.}$, depois da passagem pelo filtro LC. Percebe-se que o *ripple* apresentado é bastante elevado e um filtro com maior valor de L ou C melhorará a forma de onda de $V_{c.c.}$. Outro fato que pode ter contribuído para o elevado *ripple* apresentado é o ruído na ponteira de prova de tensão utilizada.

Figura 64 – Tensão da unidade c.c.



O autor, 2018.

4.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo é apresentado o protótipo construído para representar o HMCIC. Alguns detalhes técnicos construtivos e de implementação do PWM utilizados na bancada experimental são discutidos. Por fim, os resultados experimentais do HMCIC em malha aberta são apresentados, validando o conversor estudado no Capítulo 2. O conversor teve suas formas de onda apresentadas, mesmo sem gerar a tensão de saída de linha com menor *ripple*, já que durante a modulação utilizou-se apenas uma triangular para as três fases devido a limitações práticas referentes ao uso do dSPACE.

5 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho de Dissertação é analisado o uso de topologias multiníveis híbridas c.c./c.a. Estas topologias híbridas se conectam a microrredes híbridas com a finalidade de reduzir os diversos estágios de conversão. A característica multinível também é importante, devido a necessidade de qualidade nas tensões fornecidas nas cargas, principalmente na saída c.a., de modo que seja garantido tensões com conteúdo harmônico reduzido. É dada ênfase ao conversor multinível híbrido baseado em indutor acoplado, denominado durante este trabalho de HMCIC.

Inicialmente, no Capítulo 2, é realizado uma breve revisão bibliográfica de conversores multiníveis propostos em literaturas diversas. É dada atenção especial a topologia multinível baseada em indutor acoplado que serve como base para este trabalho. As formas mais usuais de modulações para gerar os três níveis na saída de um braço com indutor acoplado são apresentadas. Apresenta-se, também, a importância da escolha do tipo de padrão de chaveamento escolhido para gerar os cinco níveis entre tensões fase-fase. Pode-se obter desta forma uma tensão de saída com menor *ripple*. Topologias híbridas são apresentadas com o objetivo de reduzir os diversos estágios de conversão para integração de fontes de GD em microrredes híbridas. É apresentado o HMCIC, foco principal deste trabalho. Sua topologia é simulada e as grandezas de saída do conversor são analisadas, tendo sua tensão de saída c.a apresentada em cinco níveis bem definidos.

No Capítulo 4 são apresentados detalhes da construção da bancada experimental para representar o HMCIC. Também são obtidos resultados experimentais das grandezas de saída do conversor em malha aberta. Os resultados mostram o bom desempenho do conversor, com exceção das correntes nos enrolamentos dos indutores acoplados que deve ser solucionada de acordo como o indutor acoplado é confeccionado. Vale ressaltar que devido a limitações do hardware utilizado não foi possível obter, na tensão entre fases, os cinco níveis bem definidos conforme apresentado no Capítulo 2.

No Capítulo 3, confirma-se a aplicabilidade do HMCIC como CM em uma microrrede híbrida. Para isso as unidades c.a e c.c. tiveram seus modelos analisados. Os controladores de ambas as unidades são mostrados para atuação na microrrede. Verificando os resultados de simulações, percebe-se que o HMCIC possibilita o controle das partes c.a. e c.c. isoladamente, sem grandes transitórios significativos.

5.1 PERSPECTIVAS DE DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

Referente a trabalhos futuros, sugere-se aprofundar o estudo do HMCIC, de tal forma que sejam reunidas técnicas de PWM baseadas em modulantes não senoidais. Aplicações de técnicas de PWM vetoriais também devem ser investigadas. Uma análise de características desejáveis

para projetar indutores acoplados trifásicos, em vez de três indutores monofásicos, pode ser realizada.

Arranjos híbridos, derivados do HMCIC com conversores em meia-ponte ou ponte completa com ou sem indutores acoplados podem ser propostos. Arranjos em cascata unindo células de conversão trifásica e monofásicas surgem como uma opção interessante para propostas de novos conversores com tensões de saída com maior número de níveis e conseqüentemente menor THD.

Estas topologias em cascata, passam a ser opções atraentes em termos de confiabilidade, rendimento e na questão referente a qualidade de energia nas cargas, isto é, diminuindo as distorções harmônicas (SANTOS; ALIBEIK, 2013a), apesar do maior número de chaves semicondutoras.

Pode-se originar outros trabalhos futuros a partir de:

- Comparação do HMCIC com outras topologias híbridas já formalizadas na literatura com ou sem indutor acoplado;
- Investigar outras estratégias de controle da microrrede híbrida utilizando o conversor HMCIC como CM;
- Resultados experimentais do HMCIC atuando em uma microrrede híbrida;
- Projeto do conversor HMCIC, de tal forma que seja obtido uma melhora na eficiência global do mesmo.

5.2 PUBLICAÇÃO RESULTANTES DO MESTRADO

A seguir é apresentado o trabalho (relacionado à dissertação de mestrado) aceito para publicação no CBA 2018.

- ARRUDA, J. P.; **BARBOSA E. J.**; CAVALVANTI, M. C.; AZEVEDO, G. M. S.; LIMONGI L. R., Conversor Multinível c.c.-c.a. com Número Reduzido de Chaves Baseado em Indutor Acoplado. *Congresso Brasileiro de Automática - CBA*. 2018.

REFERÊNCIAS

- ALVES, R. N. C. *Análise e Implementação de Técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em Inversores Trifásicos*. Tese (Doutorado) — UFCG, 1998. Citado na página 75.
- ARRUDA, J. P. Conversores de multiportas com número reduzido de chaves para utilização em microrredes c.c. e c.a. 2016. Citado 6 vezes nas páginas 22, 52, 53, 54, 64 e 65.
- ARRUDA, J. P. de et al. Conversor multinível c.c.-c.a. com número reduzido de chaves baseado em indutor acoplado. *Congresso Brasileiro de Automática - CBA*, p. 1–8, 2018. Citado 11 vezes nas páginas 21, 22, 25, 26, 27, 28, 37, 38, 40, 41 e 44.
- AZEVEDO, G. M. S. *Controle e Operação de Conversores em Microrredes*. Tese (Doutorado) — UFPE, 2011. Citado 6 vezes nas páginas 18, 22, 37, 52, 58 e 64.
- BARBI, I. *Projeto Físico de indutores e transformadores*. [S.l.]: Universidade Federal de Santa Catarina, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 89 e 92.
- BERES, R. et al. A review of passive filters for grid-connected voltage source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 2208 – 2215, 2014. Citado na página 43.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1408, 2006. Nenhuma citação no texto.
- BUTICCHI, G. et al. A nine-level grid-connected converter topology for single-phase transformerless pv systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 8, p. 3951–3960, August 2014. Citado na página 25.
- CHAPELSKYJ, C.; SALMON, J.; KNIGHT, A. M. High-quality single-phase power conversion by reconsidering the magnetic components in the output stage—building a better half-bridge. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 6, p. 2048–2055, Nov./Dec. 2009. Citado 4 vezes nas páginas 25, 28, 30 e 38.
- DAI, M. et al. A three-phase four-wire inverter control technique for a single distributed generation unit in island mode. *IEEE Transactions on power electronics*, v. 23, n. 1, p. 322–331, 2008. Citado na página 56.
- DING, A. et al. Control of hybrid ac/dc microgrid under islanding operational conditions. *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, v. 2, n. 3, p. 223 – 232, 2014. Citado na página 50.
- DONG, D. et al. A two- stage high power density single-phase ac-dc bi-directional pwm converter for renewable energy systems. *Energy Conversion Congress and Exposition IEEE - ECCE*, p. 3862–3869, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. [S.l.]: Kluwer Academic, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 63.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied Mathematics and Optimization*, v. 2, n. 2, p. 170–194, June 1975. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 64.

- GAO, F. et al. Comparative stability analysis of droop control approaches in voltage-source-converter-based dc microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 3, p. 2395–2415, 2017. Citado na página 19.
- GUERRERO, J. M.; LOH, P. C.; LEE, T.-L. Advanced control architectures for intelligent microgrids—part ii: Power quality, energy storage, and ac/dc microgrids. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1263–1270, April 2013. Citado na página 36.
- GUPTA, K. K. et al. Multilevel inverter topologies with reduced device count: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 1, p. 135–151, January 2015. Citado na página 24.
- HAUSMANN, R. *Conversores cc-ca multiníveis com célula de acoplamento indutivo*. Tese (Doutorado) — UFSC, 2011. Citado na página 25.
- HURLEY, W. G.; WEOLFLE, W. *Transformers and Inductors for Power Electronics*. [S.l.]: IEEE Press, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 91 e 92.
- JIAN, Z. et al. A review of control strategies for dc micro-grid. *IEE-Fourth International Conference on Intelligent Control and Information Processing*, p. 666–671, 2013. Citado na página 19.
- KAUSHIK, R. A.; PINDORIYA, N. M. A hybrid ac-dc microgrid: Opportunities & key issues in implementation. *International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCCE)*, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 54.
- KNIGHT, A. M.; EWANCHUK, J.; SALMON, J. Coupled three-phase inductors for interleaved inverter switching. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 11, p. 4119–4122, Nov 2008. Citado na página 44.
- KUMARI, A.; SINHA, A. A review on coordination and control of hybrid ac-dc microgrid system. *India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, v. 16, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- LASSETER, R. H. Microgrids. *Proc. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, v. 1, p. 305–308, January 2002. Citado na página 35.
- LASSETER, R. H.; PAIGI, P. Microgrid: A conceptual solution. *Proc. IEEE 35th PESC*, v. 6, p. 4285–4290, 2004. Citado na página 35.
- LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. *IEEE Bologna PowerTech Conference*, v. 3, p. 6, Jun 2003. Citado na página 24.
- LIMONGI, L. R. et al. Transformerless hybrid power filter based on a six-switch two-leg inverter for improved harmonic compensation performance. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2014. Citado na página 38.
- LIU, C. et al. A novel three-phase three-leg ac/ac converter using nine igbts. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1151–1160, May 2009. Citado 3 vezes nas páginas 38, 39 e 40.
- LIU, J.; RAHMAN, M. S.; LU, J. Performance investigation of hybrid ac/dc microgrids during mode transitions. *Australasian Universities Power Engineering Conference- AUPEC2016*, 2016. Citado na página 19.

LIU, X.; WANG, P.; LOH, P. C. A hybrid ac/dc microgrid and its coordination control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 2, n. 2, p. 278–286, A 2011. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 50.

LOH, P. C. et al. Autonomous operation of hybrid microgrid with ac and dc sub-grids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2214–2223, 2013. Citado na página 51.

MENG, L. et al. Modeling and sensitivity study of consensus algorithm-based distributed hierarchical control for dc microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 7, n. 3, p. 1504–1515, 2016. Citado na página 19.

MINXIAO, H. et al. Transient analysis and control for microgrid stability controller. *PowerTech (POWERTECH)*, n. 1–6, Grenoble, June 2013. Citado na página 34.

MIRSAEIDI, S. et al. Challenges, advances and future directions in protection of hybrid ac/dc microgrids. *IET Renewable Power Generation*, v. 11, p. 1495–1502, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.

MOHAMED, Y. Z.; HAMAD, M. S.; ABDEL-GELIEL, M. Design and control of a coupled ac/dc hybrid microgrid. *IEEE*, p. 311–318, 2017. Citado na página 34.

MORSTYN, T.; HREDZAK, B.; AGELIDIS, V. G. Control strategies for microgrids with distributed energy storage systems: An overview. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2016. Citado na página 19.

NEJABATKHAH, F.; LI, Y. W. Overview of power management strategies of hybrid ac/dc microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 30, n. 12, p. 7072–7089, DECEMBER 2015. Citado na página 36.

OLIVARES, D. E. et al. Trends in microgrid control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, 2014. Citado na página 18.

PERACA, M. T. *Conversores Utilizando Células de Comutação de Quatro Estados*. Tese (Doutorado) — UFSC, 2008. Citado na página 25.

PEREDA, J.; DIXON, J. Cascaded multilevel converters: Optimal asymmetries and floating capacitor control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 11, p. 4784–4793, November 2013. Citado na página 24.

PRAJAPATI, J. K.; GHADIALI, S.; VORA, D. R. Smart grid - a vision for the future. *IEEE Transactions International Conference On Advances In Engineering, Science And Management*, v. 5, n. 4, p. 672–677, 2012. Citado na página 18.

RAJU, E. S. N.; JAIN, T. Hybrid ac/dc micro grid: An overview. *Fifth International Conference on Power and Energy Systems, Kathmandu, Nepal*, 2013. Citado na página 19.

REGES, M. J. de M. *Conversor de três portas para operação em microrrede c.c.* Dissertação (Mestrado) — UFPE, 2018. Citado na página 21.

RODRIGUEZ, P. et al. Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults. *IEEE Transactions on industrial electronics*, v. 54, n. 5, p. 2583–2592, 2007. Citado na página 55.

SADIGH, A. K. et al. Reduced dc voltage source flying capacitor multicell multilevel inverter: analysis and implementation. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 2, p. 439–450, January 2014. Citado na página 24.

SALEHAHARI, S.; BABAEI, E.; SARHANGZADEH, M. A new structure of multilevel inverters based on coupled inductors to increase the output current. *The 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC2015)*, 2015. Citado na página 24.

SALMON, J.; EWANCHUK, J.; KNIGHT, A. M. Pwm inverters using split-wound coupled inductors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 6, p. 2001–2009, Nov./Dec. 2009. Citado 5 vezes nas páginas 28, 30, 31, 38 e 79.

SALMON, J.; KNIGHT, A. M.; EWANCHUK, J. Single-phase multilevel pwm inverter topologies using coupled inductors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 5, p. 1259–1266, May 2009. Citado na página 38.

SANTOS, E. C. dos; ALIBEIK, M. Energy conversion unit with optimized waveform generation. *2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, p. 1–6, Oct 2013. Citado na página 83.

SANTOS, E. C. dos; ALIBEIK, M. Microgrid system with voltages in quadrature. *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition - ECCE*, p. 1344–1349, 2013. Citado na página 35.

SANTOS, E. C. dos; DARABI, M. Novel bidirectional dc-dc-ac three-phase power converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 13, n. 2, p. 169–174, April 2013. Citado 3 vezes nas páginas 36, 37 e 38.

SANTOS, E. C. dos; SILVA, E. R. C. da. *Advanced Power Electronics Converters - PWM Converters Processing AC Voltages*. [S.l.]: IEEE Press, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

SKOUROS, I.; BAMPOULAS, A.; KARLIS, A. A bidirectional dual active bridge converter for v2g applications based on dc microgrid. *Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies*, 2018. Citado na página 36.

STD. 1547.4IEEE. *IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island System with Electric Power System*. 2011. Citado na página 25.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006. Citado na página 57.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power System*. [S.l.]: IEEE Press, 2011. Citado na página 44.

THORNTON. *Catálogo de Ferrite*. Rio de Janeiro, Brasil, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 89 e 90.

VISHAL, V.; TALAPUR, G. G. Master-slave current control dos in a microgrid for transient decoupling with mains. *IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, v. 12, 2013. Citado na página 19.

YAN-HUA, Z. N. L.; XU, Z. Research on grid-connected/islanding smooth switching of micro-grid based on energy storage. *IEEE Powercon*, v. 12, 2012. Citado na página 50.

YIU, X. et al. Control of parallel-connected power converters for low-voltage microgrid—part i: A hybrid control architecture. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, p. 2962–2970, 2010. Citado na página 51.

ZANG, L.; LOH, P. C.; GAO, F. An integrated nine-switch power conditioner for power quality enhancement and voltage sag mitigation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, p. 1177 – 1190, March 2012. Citado na página 38.

ZENG, R. et al. Design and operation of a hybrid modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1137–1146, March 2015. Citado na página 24.

ZHAO, B.; ZANG, X.; CHEN, J. Integrated microgrid laboratory system. *IEEE Transactions power system*, v. 27, p. 2175–2185, 2012. Citado na página 50.

APÊNDICE A – PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO

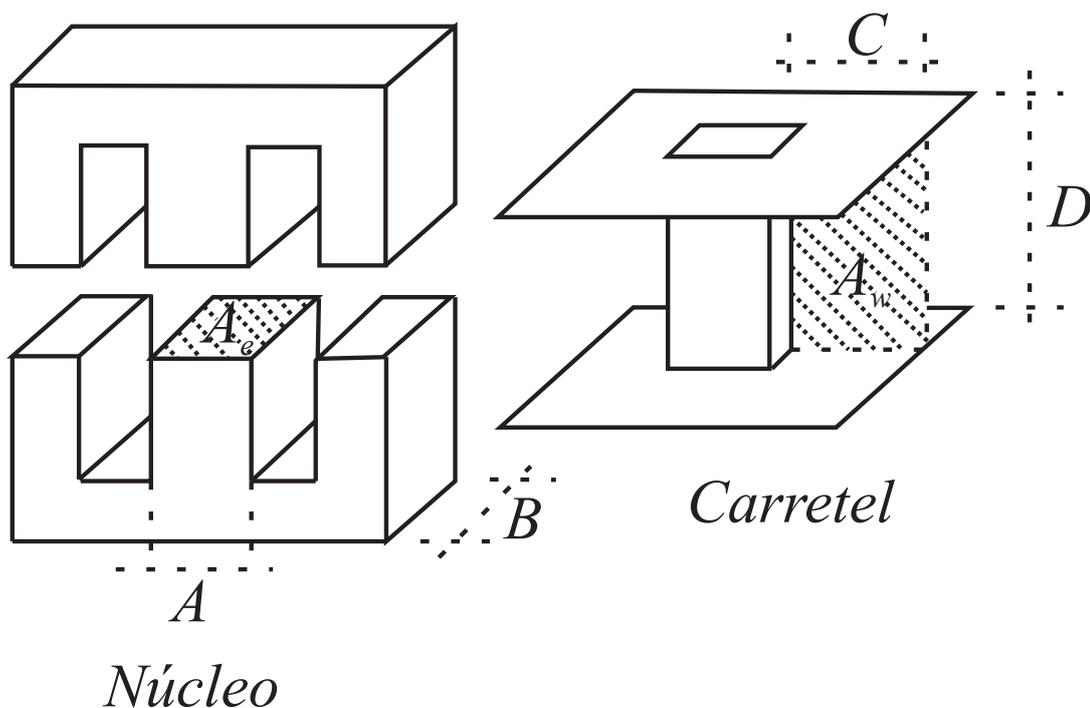
O projeto adequado de materiais magnéticos (indutor e transformador) é destinado a evitar a inclusão de elementos parasitas no circuito de potência quando estes elementos operam em alta frequência. Tais elementos trazem resultados indesejáveis ao conversor, tais como picos de tensão nos semicondutores, altas perdas e emissão de ruídos (BARBI, 2002).

Diante do exposto, esta seção tem a finalidade de mostrar o passo a passo de um projeto de indutor acoplado tomando como referência os três indutores confeccionados para aplicação na topologia descrita no Capítulo 2.

Por se tratar de altas frequências as perdas por histerese e elevadas temperaturas se tornam presentes em núcleos que são compostos por lâminas de ferro silício, logo nesses casos são indicados os núcleos de ferrite, ainda que possuam baixa densidade de fluxo ($0,3T$) e baixa robustez a choques mecânicos. Por isso usa-se o catálogo (THORNTON, 2015) para escolha do núcleo de ferrite.

Os núcleos e carretéis escolhidos são do tipo E-E, conforme pode ser verificado na Figura 65, onde são determinados a área da seção transversal A_e e a área da janela A_w .

Figura 65 – Núcleo e Carretel do tipo E.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2002)

A primeira etapa é a escolha do núcleo e para isso deve-se utilizar a seguinte expressão:

$$A_e A_w = \frac{L_m I_{pico} I_{ef} 10^4}{B_{max} J_{max} K_w}. \quad (1)$$

onde é escolhido o fator $A_e A_w$ mais próximo do calculado, de acordo com as grandezas:

- $A_e A_w$ é o produto das áreas de seção transversal e da janela dado em cm^4 ;
- L_m é a indutância de magnetização requerida em H ;
- I_{pico} é a corrente de pico no indutor acoplado em A ;
- I_{ef} é a corrente eficaz no indutor acoplado em A ;
- B_{max} é a densidade de fluxo usual para núcleos de ferrite, dada em T ;
- J_{max} é a densidade de corrente máxima dado em A/cm^2 ;
- K_w é o fator de ocupação do cobre dentro do carretel.

Para o caso específico do conversor HMCIC foram escolhidos os valores dados na Tabela 10.

Foi encontrado o valor de $A_e A_w = 10,6475 cm^4$ obtendo assim o núcleo mais próximo NEE-65/33/26. Tem-se então do catálogo (THORNTON, 2015) os novos valores de A_e e A_w . Os valores sugeridos pelo catálogo são $A_e = 5,32 cm^2$ e $A_w = 3,70 cm^2$, porém o carretel usado neste trabalho teve área da janela de $2,59 cm^2$, sendo obtido $A_e A_w = 13,78 cm^4$, valor próximo ao encontrado anteriormente.

Com isso é possível encontrar o número de espiras do primário pela expressão:

$$N_1 = \frac{L_m I_{pico} 10^4}{B_{max} A_e}. \quad (2)$$

Tabela 10 – Dados para projeto do indutor acoplado.

Grandeza	Valor	Unidade
I_{ef}	11	A
I_{pico}	$11\sqrt{2}$	A
L_m	280	μH
B_{max}	0,3	T
K_w	0,5	Adimensional
J_{max}	300	A/cm^2

Fonte: O autor, 2018.

Então, obtém-se $N_1 = 33$ espiras. Como o número de espiras do secundário é idêntico ao do primário tem-se $N_2 = 33$.

O entreferro pode ser útil ao projeto, pois faz com que a indutância seja praticamente insensível a variações na permeabilidade do núcleo, além de permitir que o indutor acoplado opere com correntes mais elevadas impedindo que o mesmo sature. Com isso é possível encontrar o valor do entreferro segundo a expressão abaixo

$$l_{entreferro} = \frac{N_1^2 \mu_0 A_e 10^{-2}}{L_m}. \quad (3)$$

Partindo de (3) foi encontrado o valor de $0,26\text{cm}$ para o entreferro. É necessário então encontrar a bitola do condutor que será utilizado. Para isso condutores em altas frequências devem levar em consideração o efeito pelicular, isto é, a corrente no interior de um condutor tende a se distribuir ao longo da periferia limitando a área máxima do condutor a ser empregado. Sabendo disso é preciso calcular a profundidade de penetração obtida através da expressão abaixo:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{sw}}}. \quad (4)$$

A referência (HURLEY; H.WEOLFLE, 2013) utiliza 6,6 em vez de 7,5. O valor encontrado foi de $\Delta = 0,0530$ e o diâmetro do condutor escolhido não deve ser superior a 2Δ , caso contrário condutores em paralelo deverão ser utilizados.

O condutor escolhido foi o de 18AWG, porém o valor de seu diâmetro ultrapassa o valor de 2Δ e para isso deve-se associar condutores em paralelo para conduzir corrente sem superaquecimento. Para isso é necessário encontrar a área de um condutor cujo diâmetro máximo seja limitado a 2Δ , isto é, $S_{skin} = \pi\Delta^2$ e com a área do condutor (S_{cond}) tem-se:

$$n = \frac{S_{cond}}{S_{skin}}. \quad (5)$$

Fornecendo o valor de $n = 4$, o que significa que deve-se utilizar 4 condutores em paralelo. Diante disto é necessário, agora, verificar se as perdas que compõem o indutor, isto é, as perdas no cobre e as perdas magnéticas não irão aquecer o indutor acima da temperatura ambiente o qual está submetido.

As perdas no cobre são dadas por:

$$P_{cobre} = R_{cobre} I_{ef}^2 \quad (6)$$

já as perdas no núcleo são dadas por:

$$P_{nucleo} = V_e B_{max}^{2.4} (K_h f_{sw} + K_f f_{sw}^2) \quad (7)$$

onde V_e é o volume do núcleo, K_h é o coeficiente de perdas por histerese e K_f é o coeficiente de perdas por correntes parasitas. Os valores das perdas foram encontradas $P_{cobre} = 11,8838W$ e $P_{nucleo} = 2,6948W$.

Além disso é necessário calcular a resistência térmica dada pela expressão:

$$Rt_{nucleo} = 23(A_e A_w)^{-0.37} \quad (8)$$

onde obtém-se o valor de $Rt_{nucleo} = 8,714$. Agora é possível encontrar o valor da elevação da temperatura, de acordo com a expressão abaixo:

$$\Delta_t = (P_{cobre} + P_{nucleo})Rt_{nucleo}. \quad (9)$$

Dessa forma tem-se $\Delta_t = 127^\circ C$. Valor desejável, já que para este núcleo, formado pelo material do tipo *IP12R*, só irá saturar para temperaturas acima de $210^\circ C$.

E por fim deve-se verificar se a execução deste projeto é válida, ou seja, se é possível colocar os enrolamentos com o fio escolhido na janela do núcleo (A_w). Para isto é necessário utilizar a expressão abaixo para o cálculo de A_{wmin} .

$$A_{wmin} = \frac{N_1 n S_{cond}}{K_w}. \quad (10)$$

Obtendo-se $A_{wmin} = 2,57$. Com isto a execução (*exe*) deve ter valor menor que 1 para ser viável a confecção dos indutores. A expressão que fornece a execução é dada abaixo:

$$exe = \frac{A_{wmin}}{A_w}. \quad (11)$$

Chegando-se a $exe = 0,9923$ já que $A_w = 2,59$. Vale salientar que as equações aqui comentadas foram retiradas das referências (BARBI, 2002) e (HURLEY; H.WEOLFLE, 2013). A Figura 66 mostra o indutor acoplado construído em laboratório.

Figura 66 – Indutor acoplado do HMCIC.



Fonte: O autor, 2018.