



UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

Uma Estratégia para Transição Suave de Microrredes sem Diferença de Fase e de Tensão

Gabriel Silva Rocha

São Luís/MA, Brasil

Setembro de 2022

Gabriel Silva Rocha

**Uma Estratégia para Transição Suave de Microrredes sem
Diferença de Fase e de Tensão**

Dissertação de mestrado submetida à
Coordenação do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade
Federal do Maranhão como requisito parcial à
obtenção do grau de Mestre em Ciências no
domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e Controle

Orientador: Prof. Dr. Luiz Antonio de Souza Ribeiro

São Luís/MA, Brasil

Setembro de 2022

Ficha gerada por meio do SIGAA/Biblioteca com dados fornecidos pelo(a) autor(a).
Diretoria Integrada de Bibliotecas/UFMA

Rocha, Gabriel Silva.

Uma Estratégia para Transição Suave de Microrredes sem
Diferença de Fase e de Tensão / Gabriel Silva Rocha. -
2022.

69 f.

Orientador(a): Luiz Antonio de Souza Ribeiro.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica/ccet, Universidade Federal do
Maranhão, São Luís, 2022.

1. Conversor Formador de Rede. 2. Microrredes. 3.
Sincronismo. 4. Transição Suave. I. de Souza Ribeiro,
Luiz Antonio. II. Título.

GABRIEL SILVA ROCHA

**Uma Estratégia para Transição Suave de Microrredes sem
Diferença de Fase e de Tensão**

Dissertação de Mestrado apresentada em 22/09/2022.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Luiz Antonio de Souza Ribeiro, Dr. – UFMA

(Orientador)

Prof. José Gomes de Matos, Dr. – UFMA

(Membro da Banca Examinadora)

Prof. Alexandre Cunha Oliveira, Dr. – UFCG

(Membro da Banca Examinadora)

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus por ter me dado forças e permitido chegar até aqui.

A minha família por terem me apoiado nos momentos de dificuldade e me incentivado a continuar na pós-graduação.

Ao Prof. Dr. Luiz Antonio de Souza Ribeiro por ter me aceitado no Mestrado, pelo apoio, incentivos e orientações para finalização do trabalho.

À UFMA e ao Instituto de Energia Elétrica – IEE por ter disponibilizado a infraestrutura necessária para realização das atividades da pós-graduação.

Aos meus amigos de laboratório: Amiron Wolff, Hércules Oliveira, César Augusto e Alyston Nascimento pela constante ajuda e cooperação durante a realização do trabalho.

À Equatorial Energia por ter financiado o projeto de P&D, o que permitiu o suporte financeiro.

A todos aqueles que não foram citados, mas que de alguma forma contribuíram para o desenvolvimento do trabalho.

RESUMO

Neste trabalho, apresenta-se os métodos de transição de Microrredes entre os modos conectado à rede e isolado e propõe-se um método de transição baseado em estratégias já existentes, como o produto vetorial, para minimizar as desvantagens dos tradicionais. São definidos os conceitos básicos sobre Microrredes e a principal diferença de uma de microrrede de Missão Crítica em relação as demais. São apresentadas estruturas de controle a nível primário, estimação de fase, sincronismo e secundário. A principal proposta do trabalho é uma estrutura de controle modificada baseada na estimação do ângulo da diferença de fase entre a rede e a Microrrede e na utilização de uma unidade de sincronismo para proporcionar transições suaves dos modos de controle do Conversor Formador de Rede sem diferença de fase e de tensão. Durante o sincronismo, a unidade de sincronismo varia o ângulo de fase respeitando os máximos limites de variação de frequência pré-definidos para a Microrrede. Enquanto, durante o ilhamento, o valor do ângulo compensa a referência interna do conversor com intuito de eliminar transitórios referentes a mudanças súbitas de referência de fase. Nos resultados, são realizadas comparações com métodos da literatura e foi possível comprovar que com as corretas compensações de fase e tensão, pode-se praticamente eliminar os transitórios na tensão da rede devido à comutação dos modos de controle do Conversor Formador de Rede e da transição do modo de operação da Microrrede.

Palavras-chave: Microrredes; Transição Suave; Sincronismo; Conversor Formador de Rede

ABSTRACT

In this work, Microgrid transition methods between grid-connected and isolated modes are presented and a transition method based on existing strategies, such as the cross product, is proposed to minimize the disadvantages of the traditional ones. The basic concepts about Microgrids and the main difference of a Critical Mission Microgrid regarding the others types is defined. Control structures are depicted at the primary, phase estimation, synchronism and secondary control level. The main proposal of the work is a modified control structure based on the estimation of the angle of the phase difference between the grid and the Microgrid, and on the use of a synchronism unit to provide smooth transitions of the Grid-Forming Converter control modes with no difference of phase and voltage. During synchronization, the synchronism unit varies the phase angle respecting the maximum frequency variation limits predefined for the Microgrid. While, during islanding, the estimated angle compensates the internal reference of the converter in order to eliminate transients related to sudden changes in phase reference. In the results, comparisons are carried out with methods from the literature and it was possible to prove that with the correct phase and voltage compensations, it is possible to practically eliminate the transients in the Microgrid voltage due to the switching of the control modes of the Grid-Forming Converter and the transition of the Microgrid operating mode.

Keywords: Microgrids; Seamless Transition; Synchronism; Grid-forming Converter

LISTA DE ABREVIATURAS

BESS	Battery Energy Storage System
BT	Baixa Tensão
CAR	Conversor Alimentador de Rede
CC	Controle de corrente
CD	Controle <i>Droop</i>
CL	Controlador Local
CP	Controle de Potência
CFR	Conversor Formador de Rede
CSR	Conversor de Suporte à Rede
CT	Controle de tensão
EMS	<i>Energy Management System</i> (Sistema de gerenciamento de energia)
GD	Geração Distribuída
MR	Microrrede
MSC	<i>Microgrid Surpevisory System</i> (Sistema Supervisório da Microrrede)
MSV	Máquina Síncrona Virtual
PCC	Ponto de Acoplamento Comum
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Malha de Intertravamento de Fase)
POI	Ponto de Interconexão
FT	Função de Transferência

LISTAS DE FIGURAS

Figura 2.1: Classificação dos tipos de MR de acordo com os critérios de controle e aplicação ..	18
Figura 2.2: Diagrama unifilar da MR de Missão Crítica do CLA	21
Figura 2.3: Modos de operação e transição de MR	24
Figura 3.1: Modelo generalizado de operação de um inversor a depender do modo de operação da MR	30
Figura 3.2: Estrutura de controle tradicional de um conversor formador de rede com modo de operação dual (Adaptado de [17]).....	31
Figura 3.3: Métodos de variação de frequência de uma MR (Adaptado de [18])	33
Figura 3.4: Malha de controle de sincronismo suave (Adaptado de [18]).....	33
Figura 3.5: Diagrama de blocos de sintonia da malha de controle de tensão no modo CFR	35
Figura 3.6: Lugar das raízes para a FT do controle de tensão	37
Figura 3.7: Resposta em frequência do sistema de controle de tensão após sintonia.....	38
Figura 3.8: Comparação das estratégias de controle de potência (Adaptado de [20]).....	39
Figura 3.9: Estrutura de geração de referência de corrente do BPSC.....	39
Figura 3.10: Bloco de Estimativa do Ângulo de Fase (BAEF).....	42
Figura 3.11: Malha de controle de sincronismo suave (SSU)	43
Figura 3.12: Variação no tempo do erro de fase do SSU.....	44
Figura 3.13: Estrutura secundária de controle de sincronização e algoritmo de ilhamento	45
Figura 3.14: Lugar das raízes para o sistema de controle secundário.....	46
Figura 3.15: Diagrama de bode para o sistema de controle secundário.....	47
Figura 3.16: Diagrama de controle primário da MR.....	48
Figura 4.1: Modelo esquemático simplificado da MR de teste	50
Figura 4.2: Malha de sincronismo proposta em [18]	52
Figura 4.3 : Desempenho da malha de sincronismo proposta em [18] para uma diferença de fase de 180°.....	52
Figura 4.4: Desempenho da malha de sincronismo proposta na Seção 3.5	53
Figura 4.5: Tensão, corrente e potência do inversor durante o chaveamento de operação.....	54
Figura 4.6: Desempenho da malha de sincronismo para uma elevação de 1 Hz na rede da concessionária.....	55
Figura 4.7 : Processo de sincronismo e transitórios de tensão durante o chaveamento do POI ...	56

Figura 4.8: Desempenho da malha de sincronismo para uma diminuição de 1 Hz na rede da concessionária.....	56
Figura 4.9: Tensão, corrente do VSI, potência e frequência na MR em meio a uma falha na rede com o método proposto por [17].....	58
Figura 4.10: Tensão, corrente e potência de saída do inversor na MR em meio a uma falha na rede com o método proposto.....	59
Figura 4.11: Corrente, potência injetadas pela rede, fase da MR e da rede e ângulo de fase da MR	60

LISTAS DE TABELAS

Tabela 2.1: Tempos máximos de atuação da chave estática do PCC para condições anormais de tensão e frequência na MR.....	26
Tabela 2.2: Limites máximos de distorção harmônica de tensão para um sistema elétrico com base na tensão do PCC	26
Tabela 2.3: Limites de sincronismo estabelecidos pela norma para fechamento do PCC.....	27
Tabela 3.1: Parâmetros do filtro LCL.....	34
Tabela 3.2: Parâmetros dos sistemas de controle dos modos de operação do conversor	40
Tabela 4.1: Parâmetros elétricos da MR.....	50

Sumário

Capítulo 1 – Introdução.....	14
1.1. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA.....	15
1.2. OBJETIVOS	16
1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	16
Capítulo 2 – Microrredes de Missão Crítica.....	18
2.1. CLASSIFICAÇÃO DE MICRORREDES.....	18
2.1.1. Arquitetura de Controle.....	19
2.1.2. Modos de Controle.....	19
2.1.3. Aplicação.....	19
2.2. MICRORREDES DE MISSÃO CRÍTICA.....	20
2.2.1. CLA- μ GRID.....	21
2.2.2. CONFIABILIDADE EM MICRORREDES.....	22
2.2.3. RESILIÊNCIA EM MICRORREDES.....	22
2.2. MODOS DE OPERAÇÃO DE UMA MICRORREDE.....	23
2.3. NORMAS E PADRÕES INTERNACIONAIS	25
2.5. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	27
Capítulo 3 – Transição Suave de Microrredes e Desenvolvimento do Método de Estudo.....	29
3.1. MODO DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES.....	29
3.2. ESTRUTURA DE CONTROLE CLÁSSICA DE UM INVERSOR COM DOIS MODOS DE OPERAÇÃO.....	30
3.3. MODOS DE VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA	32
3.4. ESTRUTURA DE CONTROLE PRIMÁRIA	34

3.5.	ESTIMAÇÃO DE FASE E ALGORITMO DE SINCRONISMO	40
3.6.	CONTROLE HIERÁRQUICO	45
3.7.	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	48
Capítulo 4 – Análise do Desempenho da Transição		50
4.1.	SINCRONISMO A CONDIÇÕES NOMINAIS DE FREQUÊNCIA	51
4.2.	SINCRONISMO A FREQUÊNCIAS DIFERENTES DA NOMINAL	54
4.3.	ILHAMENTO NÃO INTENCIONAL	57
Capítulo 5 – Conclusões e Trabalhos Futuros		62
5.1.	TRABALHOS ACEITOS E PUBLICADOS	63
APÊNDICE A – PROJETO DO FILTRO LCL		64
REFERÊNCIAS		66

Capítulo 1 – Introdução

Tradicionalmente, o sistema de potência ao longo dos anos foi caracterizado por geração de energia centralizada com grandes unidades geradoras localizadas a vários quilômetros de distância das cargas, por fluxo de potência unidirecional e extensas linhas de transmissão em alta tensão. Este modelo evoluiu bastante entre as décadas de 20 e 70 impulsionado principalmente pelos seguintes fatores: 1) melhoria da confiabilidade proporcionada pela conexão de várias centrais geradoras a cargas diversas; 2) menor custo de construção por quilowatt (kW); 3) a habilidade de gerar altas potências a grandes distância dos centros de consumo [1]. Contudo, as vantagens deste modelo atingiram seus limites nos dias de hoje, além de serem prejudicadas principalmente por preocupações econômicas e ambientais [1].

Este modelo de rede está gradualmente mudando para um modelo de geração descentralizada que é caracterizada por unidades geradoras menores e distribuídas, chamado de fontes de geração distribuída (GD). Esta mudança tem sido causada, dentre outros aspectos, pelos altos custos que acompanham a construção de grandes centrais geradoras e infraestrutura de transmissão e, particularmente, pela melhoria das tecnologias utilizadas no processamento da energia gerada pela GD e suas vantagens, dentre elas [2], [3]: adiamento de investimentos em geração, transmissão e capacidade de distribuição; redução de perdas de transmissão e distribuição; melhoria da qualidade de energia; melhoria da confiabilidade. Estes benefícios englobam tanto as fontes despacháveis baseadas em combustíveis fósseis quanto aquelas não despacháveis baseadas em fontes renováveis, sendo a utilização destas últimas muito incentivada por políticas de órgãos governamentais.

Embora haja grandes benefícios no uso de GD, os desafios são grandes particularmente aqueles relacionados a sua integração em grande quantidade de uma maneira que maximize a confiabilidade e resiliência de operação. Baseado nisso, vários cientistas nos Estados Unidos e Europa começaram nos anos 90 a estudar soluções que pudessem fazer esta integração. À solução encontrada, deu-se o nome de Microrrede (MR). Embora existam várias definições de MR e suas funções de controle [4], [5], [6] e várias pesquisas sistemáticas e programas de desenvolvimento que definem tal conceito [7], [8], uma das definições mais citada na literatura é aquela do Departamento de Energia dos Estados Unidos:

“Uma MR é um grupo de cargas interconectadas e recursos de energia distribuídos dentro de limites eletricamente definidos que atua como uma única entidade em relação a Rede. Uma microrrede pode ser conectada ou desconectada da Rede para permitir que a mesma opere em modo conectado ou isolado [7].”

A definição indica que seja possível a identificação física de uma MR dentro de um sistema de energia, que as fontes são conectadas e controladas e que pode operar independente da rede principal como um sistema independente. Entretanto, a definição não fala do tamanho da MR, quais tipos de fontes de energia e nem de elementos de armazenamento de energia. Conforme a teoria foi sendo definida, considera-se hoje que as MRs são caracterizadas como tendo um sistema de controle capaz de integrar e coordenar automaticamente a geração, armazenamento, cargas controláveis e o equipamento de interligação da MR necessário para que a mesma possa interagir com a rede principal como um sistema único e agregado. Três características básicas definem uma MR: (1) Limites elétricos claramente definidos; (2) Um sistema de controle para gerenciar e despachar recursos como uma única entidade controlável; (3) Capacidade de geração instalada que excede a carga crítica; isso permite que a MR seja desconectada da rede principal, ou seja, opere como uma entidade no modo ilhado e alimente cargas locais.

1.1. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Historicamente as principais motivações para desenvolvimento e implantação de MRs em locais onde há a rede elétrica disponível são: 1) Segurança; 2) Benefícios econômicos; 3) Integração de fontes renováveis de energia. Nos Estados Unidos, a principal motivação tem sido melhorar a resiliência e a confiabilidade em áreas críticas face a ataques cibernéticos e severas condições climáticas. Na Europa, a principal motivação em tal desenvolvimento tem sido a necessidade de se integrar grandes quantidades de fontes renováveis à rede elétrica, no intuito de diminuir o impacto ambiental devido a geração de energia elétrica a partir de combustíveis fósseis. No Brasil grande parte das MRs instaladas operam de forma unicamente isolada devido ao fato de que elas são instaladas principalmente em locais em que não há rede elétrica disponível. Apesar disso, o número de MR com capacidade de operar conectada ao sistema de energia e de forma isolada vem crescendo nos últimos anos.

Capítulo 1– Introdução

Para aquelas MRs que trabalham nos dois modos de operação, há necessidade de transição entre os modos. Uma das mais importantes funções de uma MR com dois modos de operação é garantir a operação suave do sistema a qualquer momento em que essa transição é requisitada.

Durante uma operação de transição, as características de uma MR mudam, portanto há um requisito que estas transições sejam suaves para mitigar os efeitos que possíveis variações de frequência e tensão possam causar nas cargas e na GD [3]. Desta forma, um dos desafios de MRs é transição segura e suave, principalmente quando é feita de forma não intencional. Logo, nota-se que há um campo de pesquisa amplo com vários problemas em aberto.

1.2. OBJETIVOS

O objetivo geral do trabalho é um estudo e simulação de estratégias de controle de transição suave de MRs. Além disso, um estudo acerca dos transitórios que afetam o sistema durante modificações bruscas nas condições de operação, como transição não intencional, curto-circuito, entre outros, e a própria resiliência do sistema em voltar ao seu estado anterior após o distúrbio.

Os objetivos específicos são descritos abaixo:

- ✓ Analisar as estratégias utilizadas no controle de transição intencional e não-intencional de MRs;
- ✓ Simular as estratégias analisadas no ambiente do Simulink;
- ✓ Comparar as estratégias analisadas em termos de suas vantagens e desvantagens;
- ✓ Propor uma solução de transição suave de MR.

1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A dissertação é dividida em cinco capítulos. No Capítulo 2 são descritos os principais aspectos sobre MR com foco no desenvolvimento sobre MR de infraestrutura crítica. Por fim, há também uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos sobre transição suave de MR.

No Capítulo 3 é desenvolvida a fundamentação teórica do método proposto de transição suave aplicado. Há a discussão dos principais problemas que afetam a transição perfeita. Apresenta-se, ainda, o desenvolvimento dos blocos de controle que compõem o método de transição proposto.

Capítulo 1– Introdução

No Capítulo 4 apresenta-se e discute-se os resultados de simulação do método de transição proposto comparado com semelhantes na literatura. Finalmente, no Capítulo 5, apresenta-se as conclusões gerais e sugestões para trabalhos futuros.

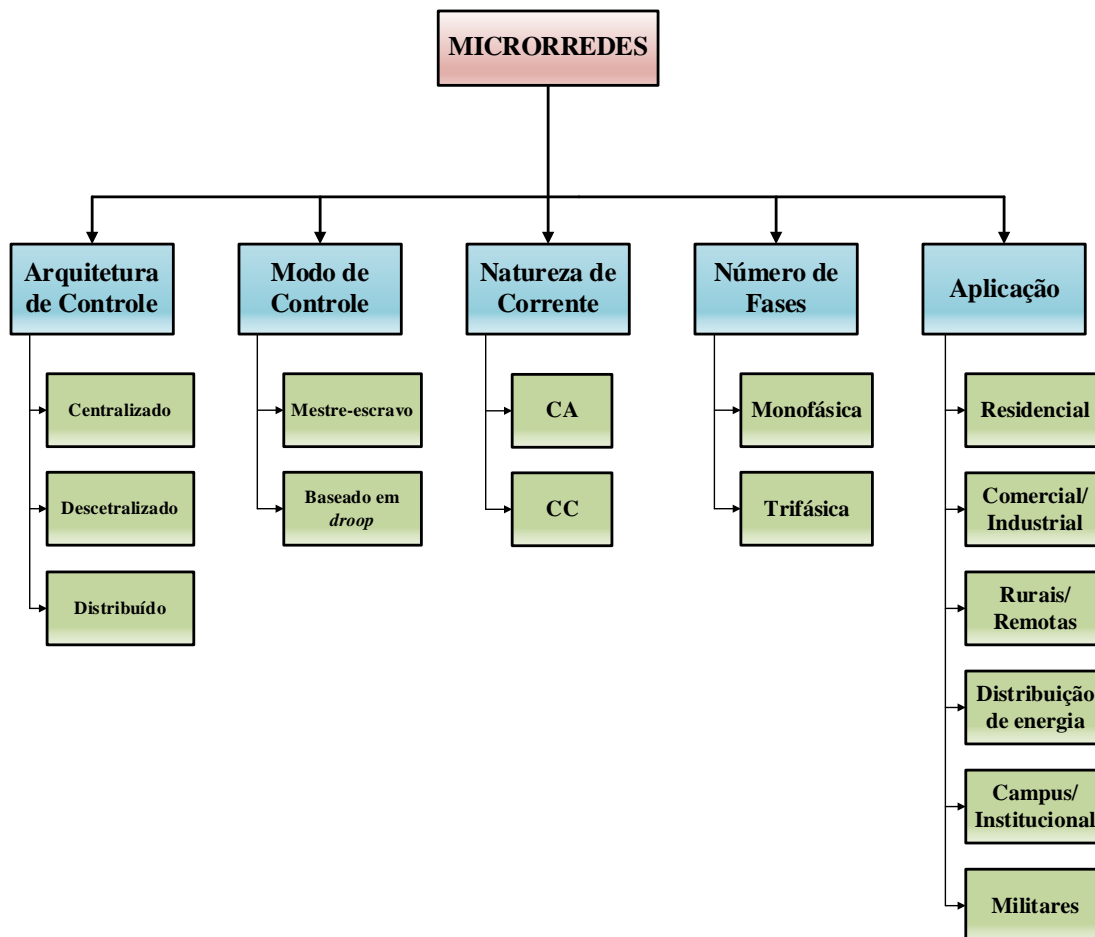
Capítulo 2 – Microrredes de Missão Crítica

Nesse capítulo são discutidos os aspectos básicos sobre MRs, os quais serão necessários no decorrer da dissertação. Há também a definição do conceito e principais aspectos sobre MR de infraestrutura crítica, destacando aquela que está sendo construída no Centro de Lançamento de Alcântara (CLA), chamada de CLA- μ Grid. Esta Microrrede está sendo desenvolvida e montada pelo Instituto de Energia Elétrica (IEE) da UFMA e este trabalho faz parte da pesquisa relacionada com este desenvolvimento.

2.1. CLASSIFICAÇÃO DE MICRORREDES

As MRs podem possuir inúmeras classificações a depender de critérios, como aplicação, natureza de tensão/corrente, arquitetura de controle, número de fases, e modo de controle, conforme a Figura 2.1.

Figura 2.1: Classificação dos tipos de MR de acordo com os critérios de controle e aplicação



2.1.1. Arquitetura de Controle

Os esquemas de controle de uma MR se baseiam em três tipos: centralizado, descentralizado e distribuído. No esquema descentralizado, o controle de cada conversor atua individualmente no equipamento, sem informação nem comunicação dos demais conversores da rede. Pelo fato de não possuir comunicação em tempo real, diminui-se o custo global de implementação, mas limita assim a exatidão da operação. Já no esquema de controle centralizado, há uma única central de controle, que recebe as informações necessárias de todos os conversores e, com elas, determina cada um dos modos de operação, com intuito de atender às exigências estabelecidas na fase de projeto. Pela conexão com todos os conversores, o sistema possui alta observabilidade e controlabilidade, mas com custo computacional maior. No esquema distribuído, o controle de cada conversor atua individualmente, porém contando com comunicação, o que proporciona um controle mais exato. Contudo, essa comunicação geralmente ocorre por meios físicos de baixa largura de faixa. O esquema distribuído nasceu da necessidade de se aliar vantagens do controle centralizado com o descentralizado, como, por exemplo, a habilidade de possuir reduzida dependência de comunicação.

2.1.2. Modos de Controle

Existem dois tipos principais de configurações de controle uma MR: configuração mestre-escravo (*master-slave*) e baseado em *droop*. A mais utilizada consiste no uso da configuração mestre-escravo devido a simplicidade e facilidade de operação, em que, no modo conectado, os conversores da MR operam todos no modo CAR (Conversor Alimentador de Rede), injetando ou absorvendo quantidades específicas de potência e utilizando as referências de frequência e amplitude de tensão fornecidas pela rede principal. No modo isolado, um dos conversores da GD, usualmente aqueles conectados aos sistemas de armazenamento de energia, como BESS (*Battery Energy Storage Systems*), opera no modo CFR (Conversor Formador de Rede) gerando as referências de tensões e frequências a serem utilizadas pelos outros GDs, que operam no modo CAR [9].

2.1.3. Aplicação

Embora muito tenha sido escrito sobre o conceito e a filosofia de MRs, muito também pode ser aprendido com exemplos de operações reais [10]. As MRs são principalmente compostas por

fontes renováveis distribuídas, fontes de energia despacháveis e sistemas de armazenamento de energia. Estes recursos energéticos são compatíveis com o atendimento a cargas prioritárias ou não, em uma região física delimitada, podendo ser, por exemplo, um campus universitário, uma comunidade remota ou isolada, infraestruturas críticas ou instalações militares, uma indústria ou um centro comercial. As MRs podem assumir muitas instâncias ou formas. Por exemplo, elas podem ser implantadas:

- a) Num campus universitário;
- b) Num condomínio de residências (conjunto formado por um ou vários prédios residenciais; condomínio de casas; casos híbridos, entre outros);
- c) Num centro comercial ou industrial (por exemplo, um parque tecnológico, um centro empresarial, uma planta industrial, entre outros);
- d) Numa comunidade isolada (ilhas, centros de pesquisas na Antártida, postos de monitoramento de segurança nacional e ambiental, navios, centros orbitais, entre outros);
- e) Em infraestruturas críticas ou militares (centros de alta segurança, uso e aplicações que demandem de alta resiliência energética e confiabilidade).

2.2. MICRORREDES DE MISSÃO CRÍTICA

Dentre as várias aplicações de MR estão aquelas que atendem uma infraestrutura crítica e que, portanto, tem ênfase maior em algumas características e requisitos. Estas microrredes estão sendo estudadas e pesquisadas pela equipe do IEE pois há um projeto de pesquisa que visa implantá-la no CLA.

Infraestrutura crítica é um termo usado pelo setor governamental para se referir a ativos que são essenciais para o funcionamento de uma sociedade e sua economia. Este tipo de infraestrutura deve possuir propriedades de resiliência perante fenômenos naturais, acidentes, ataques terroristas, cenários bélicos, além de alta confiabilidade a falhas de componentes.

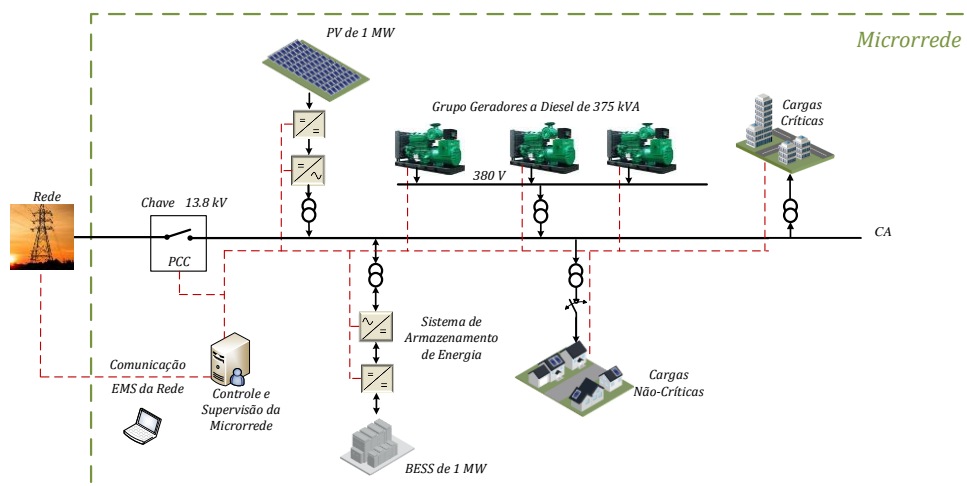
As MRs se apresentam como uma oportunidade ímpar para agregar resiliência a esta infraestrutura crítica, alcançando uma conotação estratégica para o desenvolvimento da sociedade. O projeto CLA- μ Grid envolve uma área crítica e, portanto, corresponde a um caso especial de MR com requisitos e funcionalidades específicas que devem ser desenvolvidas.

2.2.1. CLA- μ GRID

O Centro de Lançamento de Alcântara – CLA – caracteriza-se dentro da relação de unidades consumidoras altamente críticas, por exigir um sistema de alimentação de energia elétrica com alto índice de confiabilidade, resiliência e qualidade de energia.

Um dos principais conceitos que rege o funcionamento de MR de infraestrutura crítica é o de segurança energética, ou seja, a capacidade de uma instalação de acessar fontes confiáveis de eletricidade e combustível e os meios de usá-los para proteger e fornecer energia suficiente para atender a operações críticas durante uma interrupção prolongada da rede elétrica. Logo, essas MRs devem possuir larga diversidade de fontes com alta capacidade instalada para redundância e um amplo controle de geração e consumo. A Figura 2.2 ilustra o diagrama esquemático da MR do CLA, em que há a ilustração das fontes de energia, potências e as disposições ao longo do sistema.

Figura 2.2: Diagrama unifilar da MR de Missão Crítica do CLA



Observa-se que a MR é composta por um gerador fotovoltaico de 1 MWp, um sistema de armazenamento baseado em baterias (BESS) de 1 MW / 1MWh (íon-lítio) e três geradores diesel (GMG) de 338 kVA cada (modo prime), um sistema de controle supervisorio e cargas críticas e não críticas.

Os requisitos de segurança energética e confiabilidade do CLA são especialmente rigorosos em períodos de campanha de lançamento, em que medidas extremas, tais como se desligar da rede principal para uma operação autônoma, são implementadas.

A interrupção de um lançamento pode implicar na perda do foguete e de sua carga útil, causando prejuízos na ordem de milhões de reais. Além dos impactos financeiros, há também a perda de credibilidade na base de lançamento, além dos custos indiretos como o tempo perdido pelas equipes envolvidas. A baixa tolerância ao risco e os altos custos envolvidos no lançamento exigem um elevado grau de segurança operacional da rede elétrica.

Durante uma campanha de lançamento, o protocolo operacional do CLA exige que a rede elétrica deva operar de modo ilhado, com elevado grau de segurança e com opções de redundância de GD, além da gestão de cargas prioritárias ou não, em caso de emergência. Para garantir a segurança energética durante os lançamentos, é preferível que a MR seja fortemente dependente de recursos energéticos locais despacháveis, ou seja, a fonte FV deve possuir uma participação limitada na matriz de geração devido à sua natureza intermitente. Além disso, a MR deve estar preparada para eventuais faltas na rede externa principal. Uma operação em modo ilhado durante o cenário de lançamentos é o meio mais seguro para garantir que a MR esteja imune às faltas externas.

2.2.2. CONFIABILIDADE EM MICRORREDES

De um modo geral, a confiabilidade pode ser vista como a habilidade de um dispositivo em operar da forma para o qual foi projetado, pelo período de tempo e sob as condições de operação previamente definidos. Portanto, a confiabilidade em MRs é um conjunto de indicadores da habilidade do sistema em produzir eletricidade segundo critérios predefinidos de qualidade e de disponibilidade. Uma MR com alta participação de fontes renováveis variáveis precisa dispor de meios para garantir critérios mínimos de confiabilidade. Desta forma, recursos energéticos despacháveis tais como sistemas de armazenamento por baterias e geradores a diesel se tornam opções atrativas para garantir o atendimento à carga mesmo durante a indisponibilidade das fontes renováveis. Através de uma combinação ótima entre recursos energéticos despacháveis e fontes renováveis, juntamente com estratégias de gerenciamento energético, as MRs podem alcançar níveis bastante elevados de confiabilidade, de modo que se tornam uma solução adequada para o atendimento às infraestruturas críticas.

2.2.3. RESILIÊNCIA EM MICRORREDES

A resiliência pode ser definida como a habilidade em reduzir a magnitude e/ou a duração de eventos disruptivos. A efetividade da resiliência nestas infraestruturas depende da sua habilidade em antecipar, absorver, adaptar-se e/ou reestabelecer-se desse um evento disruptivo.

Embora sejam conceitos bastante correlacionados, resiliência e confiabilidade são aspectos diferentes da MR. A confiabilidade está focada na adequação do sistema ao atendimento à demanda, mas para que este objetivo seja atingido, a MR precisa ser resiliente, e isso inclui, por exemplo, a capacidade de rapidamente se recompor após uma falta. Enquanto a confiabilidade é o objetivo final da MR, a resiliência assume um compromisso realístico da operação da MR ante vários eventos, naturais ou não, que podem comprometer a sua operação plena. Estes eventos podem ter diferentes graus de magnitude e de complexidade, além de que nem sempre podem ser antecipados. No entanto, quando estes eventos acontecem em uma MR resiliente, seus impactos, bem como o tempo de recomposição do sistema, são minimizados, podendo a MR priorizar o atendimento às cargas críticas até a sua completa restauração.

2.2. MODOS DE OPERAÇÃO DE UMA MICRORREDE

A estratégia de controle e gestão de uma MR depende de seus objetivos e modos de operação. Uma MR de Missão Crítica opera sob dois modos de operação e necessita transitar de modo seguro e com mínimo impacto a cargas críticas durante os modos de operação. Uma MR pode operar conectada ou desconectada da rede principal para habilitar os modos conectado à rede ou ilhado. A decisão do modo de operação pode ser conduzida por diversos motivos, como questões econômicas e ambientais, confiabilidade, qualidade de energia, entre outros. Todas essas decisões de quando a MR deve operar no modo ilhado ou no modo conectado devem ser definidas no processo de projeto.

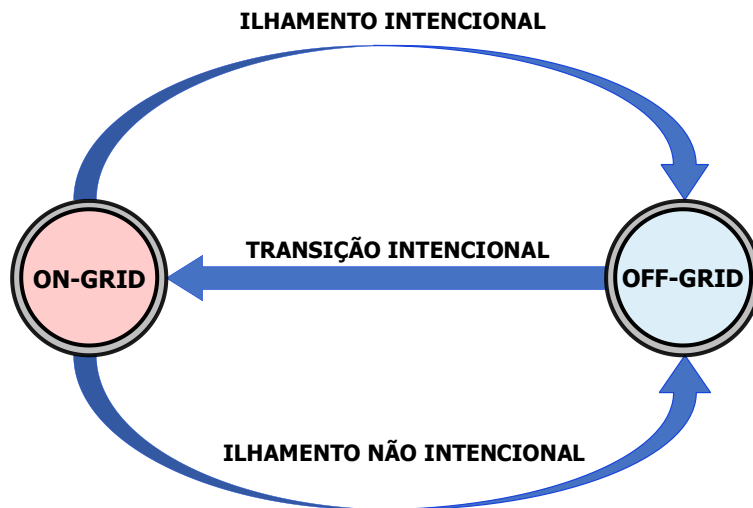
No modo conectado à rede, a frequência e a magnitude da tensão da MR são reguladas pela rede principal e o sistema de gerenciamento (EMS) é apenas responsável pela gestão da geração e absorção de potência dos conversores. No modo ilhado, a MR deve ser capaz de gerar energia ativa e reativa suficiente para atender às demandas locais, manter a estabilidade da frequência e operar dentro dos limites de tensão e frequência especificados pelas normas. Uma das operações que mais tendem a afetar a confiabilidade da MR se deve devido a transição entre os modos, caso não seja realizada de maneira adequada.

A integração de MR no sistema de energia começou a levantar as questões sobre o quão seguras e confiáveis podem ser as transições para garantir sua operação contínua. A transição entre os modos de operação da MR pode acontecer de forma intencional, em que o ilhamento pode ser planejado e controlado, resultando em pequenos transientes na continuidade da operação ilhada, ou não intencionalmente, quando o ilhamento ocorre sem qualquer previsibilidade, impossibilitando os ajustes prévios, o que pode causar transientes severos e dificultar o sucesso de sua operação continuada no modo ilhado. O ilhamento não intencional é o pior cenário e pode acontecer por dois motivos:

- Por ação da própria MR, em que há detecção de uma falha ou degradação da qualidade de energia na rede principal e, para se proteger, ocorre o isolamento da MR com abertura da chave do POI;
- Por desligamento da rede principal, em qual há uma queda abrupta de tensão da rede principal (causada por uma falha desconhecida), fazendo com que a MR seja ilhada instantaneamente. A MR deve detectar este ilhamento para tomar as ações de proteção e controle necessárias para sua continuidade de operação.

Embora a previsão do ilhamento tenha o maior grau de complexidade devido às aleatoriedades das falhas no sistema de distribuição da concessionária, a reconexão para operação conectada à rede sempre ocorre de maneira intencional, permitindo assim mais controlabilidade sobre a operação suave.

Figura 2.3: Modos de operação e transição de MR



A norma IEEE 1547-2018 [11] descreve, dentre outras atribuições, as principais definições e condições de ilhamento intencional e não intencional, os limites dos parâmetros de sincronismo e operação das fontes de GD, que podem ser expandidos a operação de um sistema com penetração de fontes de energias renováveis, como uma MR.

2.3. NORMAS E PADRÕES INTERNACIONAIS

As principais normas que regem o projeto, operação, sincronismo e proteção de MRs são as normas internacionais, como a IEEE 1547-2018 [11], IEEE 2030.7 [12], IEEE 2030.8 [13] e IEEE 2030.9 [14]. A norma IEEE 1547-2018 [11] fornece orientação para operações de controle de frequência, requisitos de aterramento, prevenções de ilhamento, performances de operação, condições de teste, requisitos de manutenção, além dos requisitos de comunicação. Enquanto, a norma IEEE 2030.7 [13] define os objetivos, critérios de performance, confiabilidade e operação do controlador central de uma MR (EMS) no ponto de interconexão (POI). Além disso, estabelece os principais requisitos, e serviços adicionais, que devem ser atendidos nos modos de operações e transições. A norma IEEE 2030.8 [13] trata das especificações para teste dos EMS de uma MR.

A norma IEEE 2030-9 [14] estabelece os principais critérios para o planejamento e projeto de MRs. São definidos nessa norma, os passos para a análise dos principais objetivos e critérios de projetos que a implementação da MR deve atender, técnicas de previsão e classificação de carga, seleção do nível de tensão de operação, os requisitos de segurança e de proteção. Além disso, estabelece os principais itens da norma, que são voltados ao controle, monitoramento e gerenciamento de energia.

Durante uma constatação de degradações na qualidade de energia da MR, o EMS deve iniciar o processo de migração de uma operação conectada à rede para uma operação ilhada. Normas, como a IEEE 1547-2018 [11], estabelecem às especificações de tensão e frequência para a correta operação da MR. A Tabela 2.1 especifica os limites de tensão estabelecidos pela IEEE 1547-2018 [11] e os tempos de atuação da chave estática do POI para isolamento da MR.

Capítulo 2– Microrredes de Missão Crítica

Tabela 2.1: Tempos máximos de atuação da chave estática do POI para condições anormais de tensão e frequência na MR (Adaptado de [11])

Escala de tensão (em pu)	Tempo de atuação (s)	Escala de frequência (Hz)	Tempo de atuação (s)
$0 \leq V < 0,88$	2 a 21 s	$f < 56,5$	0,16
$1,1 \leq V < 1,2$	1 a 13 s	$56,5 < f \leq 58,5$	300
$V \geq 1,2$	0,16	$61,2 \leq f < 62$	300
-	-	$f \geq 62$	0,16

Outra norma que bastante se aplica em MR é a IEEE 519-2014, a qual define os limites de distorção harmônica de tensão e corrente em sistemas elétricos. Os limites máximos são estabelecidos para harmônicos individuais e para distorção total. A Tabela 2.2 ilustra os limites de distorção para a tensão do POI de acordo com a sua tensão base.

Tabela 2.2: Limites máximos de distorção harmônica de tensão para um sistema elétrico com base na tensão do POI

Tensão Base no POI (kV)	Harmônicos individuais (%)	Distorção Harmônica Total (THD, em %)
$V \leq 1$	5	8
$1 < V \leq 69$	3	5
$69 < V \leq 161$	1,5	2,5
$161 < V$	1	1,5

Durante o processo de projeto, deve-se garantir que os limites especificados pelas normas são garantidos no pior cenário de operação da MR durante modo ilhado. No modo conectado, todos esses limites devem ser captados com base em medições do POI devido a ser o ponto crítico da MR e o que identifica se ela está operando no modo conectado ou no modo isolado. Quando houver falhas no sistema no alimentador da concessionária, a MR deve ser desconectada segundos os tempos definidos nas tabelas anteriores e transferir o modo de operação do modo conectado à rede para o modo isolado.

Capítulo 2– Microrredes de Missão Crítica

Em relação ao sincronismo, a norma IEEE 1547-2018 [11] estabelece que o processo de sincronismo não pode causar mudanças graduais na tensão RMS no POI que excedem 3% da tensão nominal, quando for em média tensão, ou 5%, quando for em baixa tensão. Há também a especificação dos limites de tolerância de tensão e frequência no fechamento da chave do POI, conforme Tabela 2.3.

Tabela 2.3: Limites de sincronismo estabelecidos pela norma para fechamento do POI (Adaptado de [11])

Potência instalada (KVA)	Diferença de frequência (Hz)	Diferença de percentual de tensão (% ΔV)	Diferença de fase ($^{\circ}$)
$S < 500$	0,3	10	20 $^{\circ}$
$500 < S \leq 1500$	0,2	5	15 $^{\circ}$
$S > 1500$	0,1	3	10 $^{\circ}$

Ao contrário da operação, planejamento e projeto, não existe um padrão que regula as transições de MRs, especialmente para ilhamento não intencional. De acordo com a norma IEEE 2030-7 [12], a abordagem de implementação para a transição do modo conectado à rede para o modo ilhado é deixada para o projetista ou operador da MR. Desta forma, muitas das técnicas e estratégias de transição entre os modos de operação de MR são alvos de pesquisa até os dias de hoje.

2.5. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os aspectos básicos que regem o comportamento de MR, como os limites de operação especificados pelas normas, os modos de operação dos conversores e da MR. Além disso, esclareceu-se os principais esquemas de controle – centralizado, distribuído e descentralizado –, utilizados para a operação das mesmas; os níveis de controle – primário secundário e terciário –, que visam a correta compensação dos transientes e flutuações tensão e frequência, além da otimização do seu funcionamento. Definiu-se os conceitos relacionados a MR de Missão Crítica, dando especial enfoque a MR do CLA, que se trata de uma Infraestrutura Crítica. Desta forma, possui um enfoque maior na confiabilidade e resiliência na operação. Conforme discutido, uma das operações que mais tendem a afetar a confiabilidade e resiliência do sistema consiste nas transições entre os modos de operação, caso não seja realizada de forma

Capítulo 2– Microrredes de Missão Crítica

correta. O próximo capítulo discutirá os principais problemas enfrentados durante as transições de MR e o método proposto para realização das transições.

Capítulo 3 – Transição Suave de Microrredes e Desenvolvimento do Método de Estudo

Como uma MR pode operar conectada ou desconectada da rede elétrica, ela precisa transitar entre os modos de operação. Conforme discutido no capítulo anterior, a transição entre os modos de operação da MR pode ocorrer de forma intencional, em que o ilhamento ou sincronismo pode ser planejado e controlado, produzindo pequenos transitórios na continuidade da operação ilhada, ou não intencional, quando o ilhamento ocorre sem qualquer previsibilidade, impossibilitando a realização prévia de ajustes na MR, causando graves transitórios e dificultando o sucesso de sua operação continuada em modo ilhado [15].

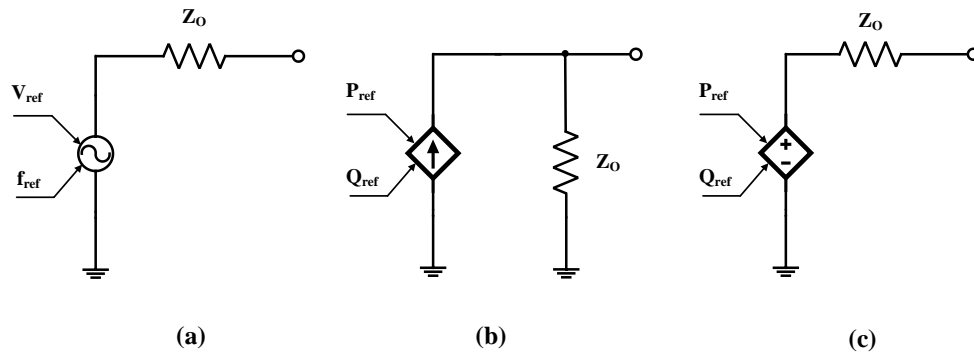
De acordo com a norma IEEE 2030-7 [12], a abordagem de implementação para a transição do modo conectado à rede para o modo ilhado é deixada para o projetista ou operador da MR. Para sincronização e operação conectada à rede, a norma IEEE 1547-1 [11] estabelece os limites de tensão, frequência e diferença de fase para a reconexão no POI, mas carece de metodologia para abranger o processo de sincronização. Contudo, antes de dar início ao estudo dos métodos de transição, é interessante entender o princípio de funcionamento de uma MR e de seus componentes.

3.1. MODO DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES

Em MR interativas com a rede do sistema da concessionária, os conversores das fontes de GD podem operar em três condições diferentes: Conversores Formadores de Rede (CFR), Conversores Alimentadores de Rede (CAR) e Conversores de Suporte à Rede (CSR) [16]. Os CFRs são utilizados para formar a rede elétrica CA e controlar os valores da frequência e da tensão da MR quando esta está trabalhando de forma isolada. Enquanto os CAR's são utilizados para injetar energia na rede a partir das fontes primárias existentes, geralmente, rastreando o ponto de máxima produção de potência das fontes renováveis. Os CSR são bastante semelhantes aos CFRs são utilizados para injetar ou absorver potência em pontos da MR com o objetivo de minimizar as quedas ou elevações de tensão, operando de forma idealizada como uma fonte de corrente com controle de tensão.

O que diferencia o modo de operação dos conversores está relacionado às variáveis que estão sendo controladas no conversor. No modo CAR, o inversor controla as correntes de saída para fazer com que ocorra a injeção de potência ativa e reativa desejada na MR; o comportamento desse modo assemelha-se a uma fonte de corrente com controle de potência em paralelo com uma impedância de saída, cuja estratégia de controle é geralmente denominada de controle PQ. A Figura 3.1 (b) ilustra o circuito equivalente de operação de um conversor no modo CAR.

Figura 3.1: Modelo generalizado de operação de um inversor a depender do modo de operação da MR



No modo CFR, o inversor controla a tensão de saída e a frequência para permitir a operação em valores pré-determinados de magnitude e frequência, o comportamento desse modo aproxima-se a de uma fonte de tensão em série com uma impedância de saída, cuja estratégia de controle é geralmente denominada de controle Vf. A Figura 3.1 (a) ilustra o diagrama de controle generalizado de operação de um conversor no modo CFR.

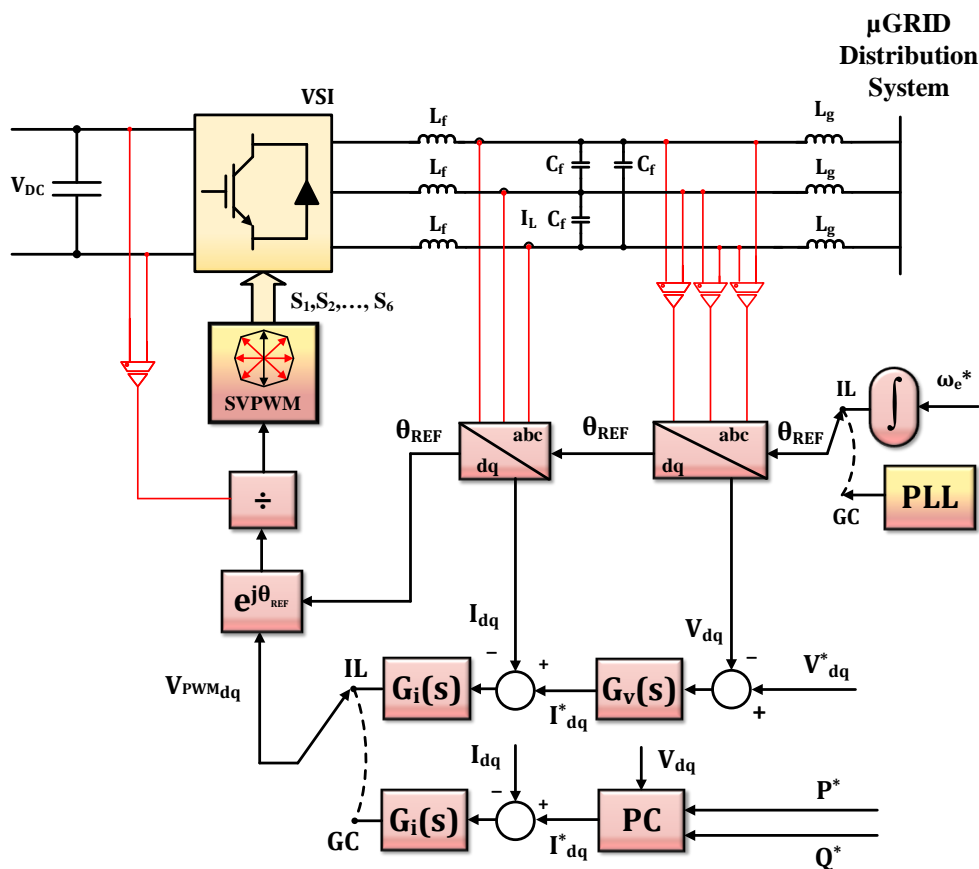
No modo CSR, o inversor controla a tensão de saída através uma malha externa de potência para permiti-lo operar em paralelo na MR, compartilhando potência com outros conversores sem que haja necessidade de canais de comunicação. O modelo de operação aproxima-se a uma fonte de tensão com controle de potência em série com uma impedância de saída. Geralmente, os CSRs possuem a estrutura de controle ilustrada na Figura 3.1 (c).

As fontes de GDs com capacidade de armazenamento de energia, tal como baterias, possuem diferentes modos de operação de acordo com o estado da MR: no modo conectado, usualmente operam no modo CAR, enquanto, no modo isolado, operam no modo CFR.

3.2. ESTRUTURA DE CONTROLE CLÁSSICA DE UM INVERSOR COM DOIS MODOS DE OPERAÇÃO

A noção de controle é central em MRs, pois é isso que as distingue de um sistema de distribuição com GD, de modo que aparecem para a rede principal como uma unidade controlada e coordenada [17]. O correto funcionamento dos controles do conversor de potência é necessário para um bom funcionamento de toda a MR. Em uma MR, as GD's com uma fonte de energia despachável, como um sistema de armazenamento de energia por bateria, usam diferentes modos de operação do inversor dependendo do estado da MR. O modo de operação da MR determina se o conversor está funcionando como CFR ou CAR. No modo conectado à rede, o inversor opera no modo CAR, controlando a potência ativa e reativa que a fonte primária entrega à rede, chamada de controle PQ. No modo ilhado, o inversor opera em modo CFR, compartilhando potência com outros inversores e controlando a tensão e frequência da MR, denominado controle Vf. A Figura 3.2 ilustra o diagrama de blocos da estrutura de controle tradicional do conversor de potência que pode operar em ambos os modos: CFR e CAR.

Figura 3.2: Estrutura de controle tradicional de um conversor formador de rede com modo de operação dual (Adaptado de [18]).



As referências de potência e tensão podem ser fornecidas por controladores locais. O controlador de tensão (CT), representado pelo bloco $G_v(s)$ e o controlador de corrente (CC), representado pelo bloco $G_i(s)$, na Figura 3.2 são implementados no referencial síncrono (SRF) e são Funções de Transferência (FT) de controladores Proporcional-Integrais (PI). Um controlador de potência (CP) é adicionado para geração de referência de corrente com base nas referências de potência na operação de alimentação da rede.

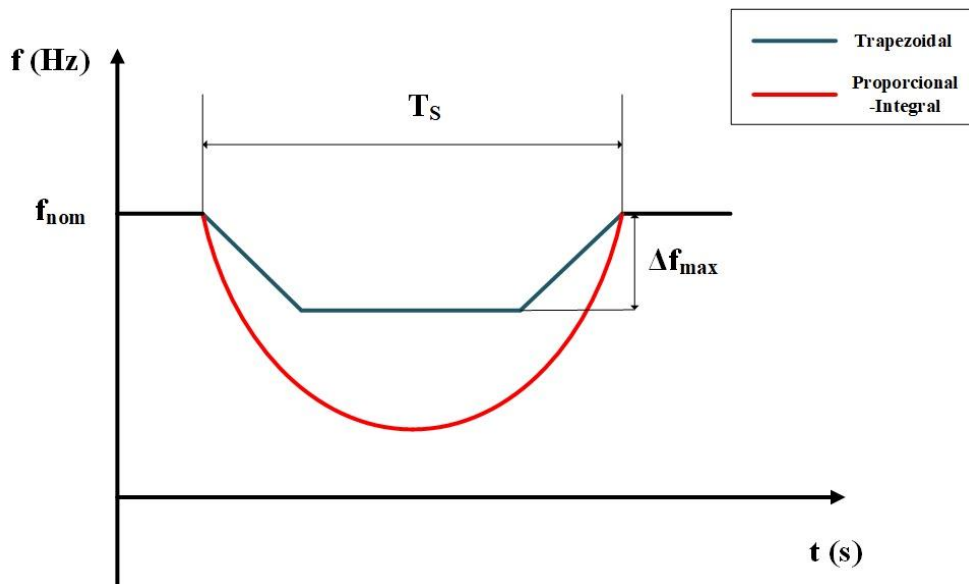
Existem quatro problemas principais com a estrutura tradicional fornecida na Figura 3.2. Primeiro, na operação CAR, a referência de fase usada pela transformada dq para o SRF é fornecida pela rede principal, geralmente estimada por um PLL, enquanto na operação como CFR, a referência é gerada por um oscilador interno no inversor. A utilização de um gerador interno se dá por questões de segurança, pois o PLL necessita de excitação de tensão para a correta geração de fase, o que não é possível durante o desligamento da rede, e também para evitar a sua influência durante a operação ilhada. Na transição da operação de alimentação da rede para a operação de formação de rede, uma mudança brusca de referência de fase (θ_{REF}) na operação de comutação do inversor é um grande problema enfrentado durante o ilhamento de MRs devido aos altos transitórios de tensão, frequência e corrente. Em segundo lugar, no momento da reconexão, a falta de um método suave para sincronização das fases da rede e MR tende a proporcionar altas flutuações de frequência no sistema. Terceiro, durante o chaveamento do modo de operação, há uma súbita mudança nos controladores dos modos de operação, sem que haja uma transição suave. Quarto, os inversores são programados para controlar a tensão dos seus terminais, enquanto, para uma reconexão suave da MR, um método para compensar as quedas de tensão ao longo do sistema de distribuição precisa ser elaborado para realizar o ajuste da amplitude, de tal forma a evitar a sua distorção de tensão ao longo do processo e *inrush* de corrente durante o fechamento do POI.

3.3. MODOS DE VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Quando a rede principal estiver disponível, o controle secundário da MR deve detectar sua presença e deve conectar a MR dentro do tempo prescrito. A depender de fase entre a tensão de saída do inversor e a tensão da MR no instante da disponibilidade, a frequência do inversor deve ser ajustada para sincronizar as fases do inversor. A operação de sincronismo de uma MR deve ser feita com o mínimo impacto em frequência nas cargas críticas. As técnicas de variação de frequência disponíveis, exploradas e analisadas são baseadas em dois principais métodos: a técnica

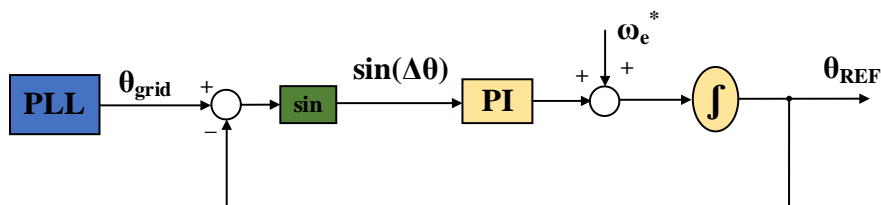
proporcional-integral de variação de frequência e a trapezoidal [19], conforme ilustrado na Figura 3.3.

Figura 3.3: Métodos de variação de frequência de uma MR (Adaptado de [19])



A principal diferença entre as duas se deve ao fato que o método trapezoidal busca variar linearmente a frequência da MR até um valor máximo pré-definido, enquanto, o proporcional-integral varia a frequência gradualmente. A variação de frequência ocorre enquanto houver ângulo de defasagem entre os dois sistemas. A técnica de variação proporcional-integral foi proposta em [19] e é realizada através de um sistema de controle ilustrado na Figura 3.4.

Figura 3.4: Malha de controle de sincronismo suave (Adaptado de [19])



Existem basicamente dois principais problemas com a utilização da malha ilustrada na Figura 3.4: não há um método de ajuste dos ganhos que permita ter controle das oscilações de frequência do sistema; para ângulos próximos de 180° , a dinâmica da malha de controle é bastante influenciada, fazendo com que a malha não apresente um tempo de resposta bastante lento. Os autores propuseram um método de sintonia dos ganhos, contudo, ele é baseado na largura de faixa

e fator de amortecimento. Enquanto que as variáveis mais importantes durante um método de sintonia de uma malha de sincronismo devem ser oscilações de frequência e variações de fase.

3.4. ESTRUTURA DE CONTROLE PRIMÁRIA

Conforme discutido no item 3.2, num modo de controle mestre-escravo, o inversor formador de rede possui dois modos de operação a depender do modo de operação da MR. Os modos de operação são implementados de acordo com as estratégias de controle das variáveis de saída do conversor. As melhorias são adicionadas nos sistemas de controle das malhas de cada estratégia. A planta do conversor é composta por um filtro LCL, com parâmetros descritos na Tabela 3.1.

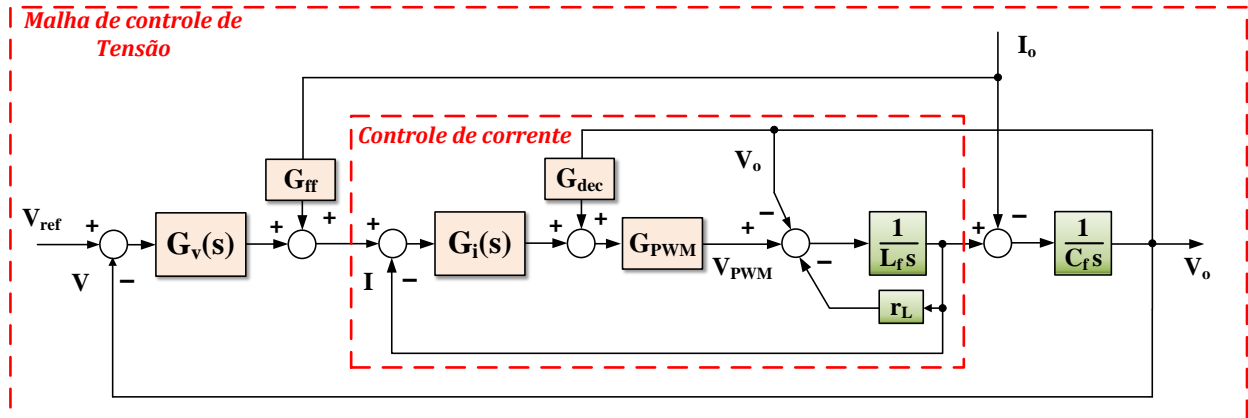
Tabela 3.1: Parâmetros do filtro LCL

Simbologia	Descrição	Valor	Unidade
r_f	Resistência ESR do primeiro indutor	0,42	Ω
L_f	Indutância do primeiro indutor	1,8	mH
C_f	Capacitância do filtro	25	μF
r_d	Resistência de amortecimento do capacitor	2	Ω
L_g	Indutância do segundo indutor	1,8	mH
r_g	Resistência ESR do segundo indutor	0,12	Ω

Neste trabalho, controlar-se-á a corrente no primeiro indutor, tanto no modo de operação como CFR quanto CAR.

No modo CFR, o inversor busca operar no modo fonte de tensão. Para isto, um controlador de tensão faz-se necessário, cuja estratégia bastante difundida na literatura consiste em implementar um controlador de tensão em cascata com um de corrente. O sistema interno de controle de corrente busca aumentar a largura de faixa do controlador de tensão e o amortecimento do sistema em malha fechada. O diagrama de blocos do sistema de controle de tensão é ilustrado na Figura 3.5. Nesta seção, serão omitidos os subfixos $\alpha\beta$ e dq.

Figura 3.5: Diagrama de blocos de sintonia da malha de controle de tensão no modo CFR



Em que G_v é o controlador de tensão, o qual pode ser um controlador PR ou PI; e G_{ff} é a FT utilizada para aumentar a rejeição a perturbação no controle de tensão; G_{PWM} é o efeito introduzido pelo cálculo computacional e do PWM; e G_{dec} é uma FT utilizada para compensar o efeito do atraso computacional, aumentar a rejeição a perturbação e a largura de faixa do controle de corrente. A FT do efeito de um atraso no domínio da frequência é determinado na Equação (3.1).

$$G_{PWM} = e^{-sT_s} \quad (3.1)$$

Para fins de sintonia, é comum a utilização de aproximações para a Equação (3.1) devido a ela não ser uma aproximação racional linear, o que impede a utilização do método do lugar das raízes para sintonia. Uma aproximação em consiste em utilizar a aproximação de Pade, descrita em (3.2).

$$G_{PWM} = \frac{1 - (T_d/2)s}{1 + (T_d/2)s} \quad (3.2)$$

Em que, T_d é a constante de amostragem assíncrona, para o pior caso, $T_d = 1.5 T_s$, sendo T_s a frequência de chaveamento do PWM.

Uma abordagem de projeto usual para controladores de corrente é baseada em desprezar o acoplamento cruzado entre a corrente do indutor e a tensão do capacitor [20]. O ganho proporcional

da malha de corrente é determinado desprezando a computação e os atrasos, sendo os ganhos da malha de corrente expresso pelas Equações (3.3) e (3.4).

$$K_{pi} = 2\pi f_{BW} L_f \quad (3.3)$$

$$K_{ii} = K_p \times \frac{r_f}{L_f} \quad (3.4)$$

A largura de faixa desejada para o controle de corrente será de 1 kHz. Uma estratégia para aumentar a largura de faixa do controlador de corrente consiste em utilizar um compensador de avanço para compensar o atraso introduzido pelo PWM e cálculo computacional e minimizar a influência do acoplamento entre a corrente do indutor e a tensão do capacitor [20]. Contudo, essas funções de transferências tendem a amplificar ou adicionar ruídos de medição no sistema de controle devido ao compensador de avanço possuir um comportamento de um filtro passa-alta com ganho maior que o unitário. Para fins de simplicidade, utilizar-se-á nesse trabalho, $G_{dec} = 1$, que minimiza consideravelmente o efeito mencionado.

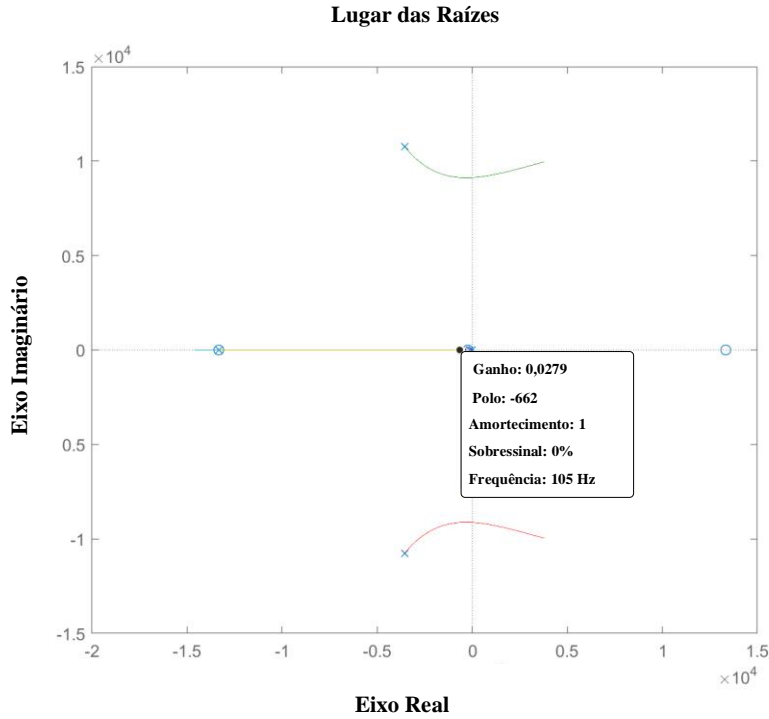
O objetivo do desacoplamento da corrente de saída no controle de tensão é aumentar o amortecimento, logo, utilizou-se uma função unitária para o desacoplamento da corrente de saída, $G_{ff} = 1$. Para a sintonia da malha de controle de tensão, deseja-se uma largura de faixa de 100 Hz. A FT em malha aberta do sistema de controle de tensão, G_{vol} , é definida com base na Equação (3.5).

$$G_{vol} = K_{pv} G_{icl} \frac{1}{C_f s} \quad (3.5)$$

Em que, G_{icl} é a FT em malha fechada do controle de corrente, conforme definida em Bosio [20].

A partir do método do lugar das raízes, é possível determinar o ganho proporcional com intuito de produzir a largura de faixa desejada no sistema em malha fechada, conforme Figura 3.6.

Figura 3.6: Lugar das raízes para a FT do controle de tensão



O ganho proporcional é definido conforme Equação (3.6).

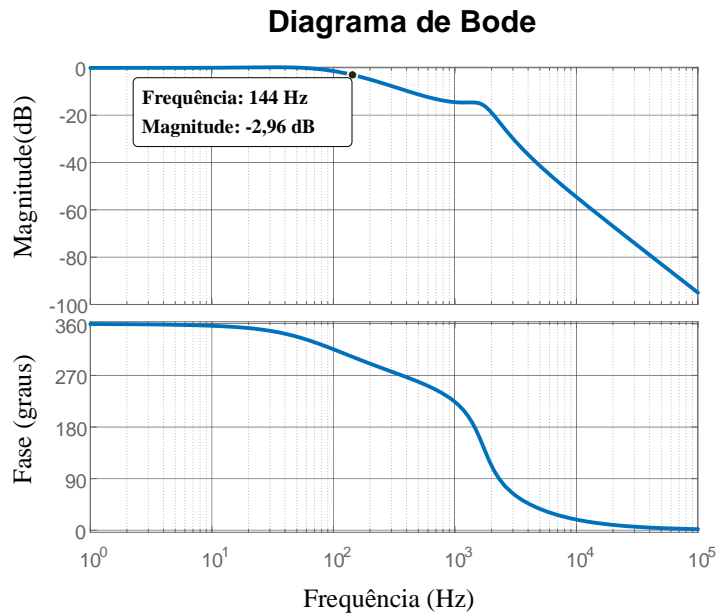
$$K_{pv} = 0,0279 \quad (3.6)$$

A FT do sistema de controle de tensão em malha fechada considerando o acoplamento cruzado, G_{vcl} , é definido na Equação (3.7).

$$G_{vcl} = \frac{G_v G_i G_{PWM}}{L_f C_f s^2 + r_f C_f s + G_i G_{PWM} (G_v + C_f s) + 1 - G_{dec} G_{PWM}} \quad (3.7)$$

A resposta em frequência do sistema de controle de tensão em malha fechada com o ganho definido na Equação (3.6) é ilustrada na Figura 3.7.

Figura 3.7: Resposta em frequência do sistema de controle de tensão após sintonia

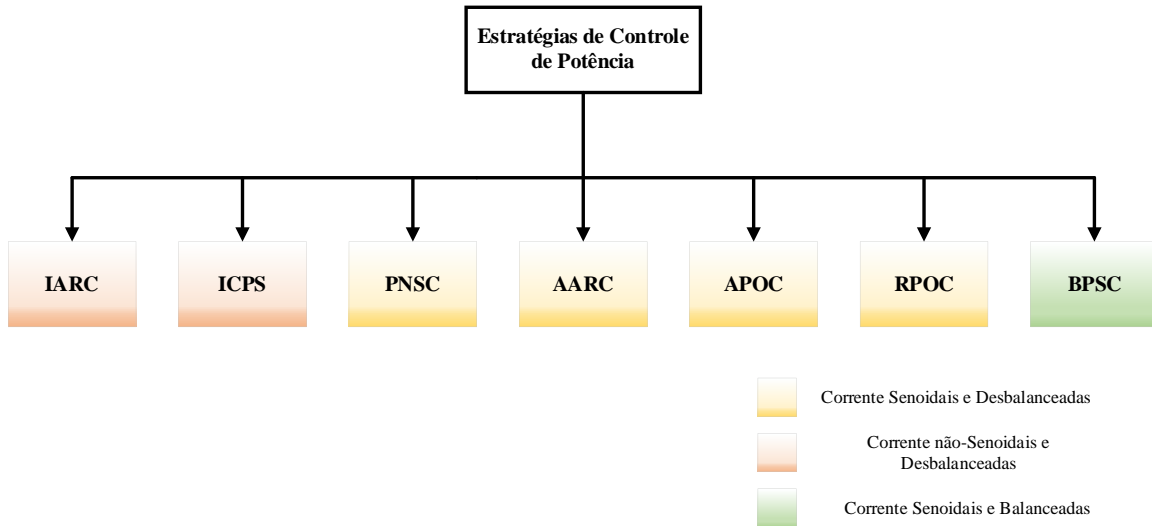


No modo CAR, o inversor busca operar no modo fonte de corrente, logo, a estratégia básica consiste em implementar um controle de potência em cascata com um de corrente. Os ganhos do controlador de corrente podem ser determinados através do cancelamento do zero do controlador com o polo da planta, desconsiderando o efeito do atraso. O sistema resultante pode ser ajustado, conforme a largura de faixa desejada para o sistema. Contudo, conforme a ser discutido em seção posterior, a estratégia a ser utilizada nesse trabalho pretende unificar os controladores de corrente no modo CFR e CAR. Desta forma, os ganhos utilizados no controle de corrente para o modo CAR foram os mesmos do modo CFR.

Quanto ao controlador de potência, na literatura existem inúmeros métodos de controle de potência em inversores conectados à rede em modo CAR. É desejável que o método possua bom desempenho sob condições de alto desequilíbrio, como faltas na rede elétrica. Dentre os existentes estão: o Controle Instantâneo de Potência Ativa e Reativa (IARC), a Sequência Positiva Controlada Instantânea (ICPS), Controle de Sequência Positiva e Negativa (PNSC), Controle Médio Ativo-Reativo (AARC), o Cancelamento Ativo de Potência Ativa (APOC), o Cancelamento Ativo de Potência Reativa (RPOC) e o Controle Balanceado de Sequência Positiva (BPSC). O que

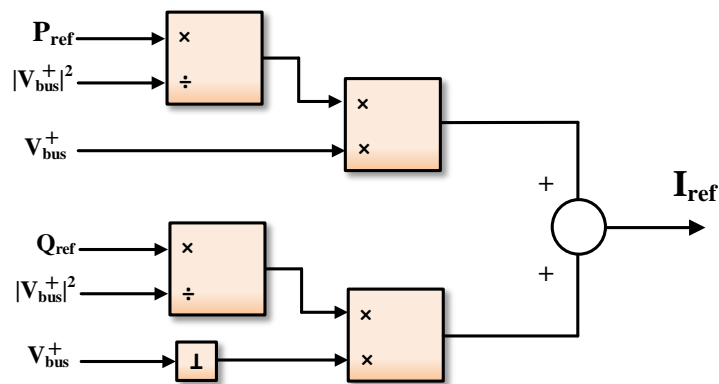
diferencia os métodos são as oscilações de potência e a geração ou não de correntes senoidais e balanceadas, conforme a Figura 3.8.

Figura 3.8: Comparação das estratégias de controle de potência (Adaptado de [21])



Conforme pode ser visualizado na Figura 3.8, apenas o BPSC consegue produzir correntes senoidais e balanceadas na saída do inversor. Contudo, isso vem ao custo de maiores oscilações na potência de saída. A estrutura do BPSC é ilustrada na Figura 3.9.

Figura 3.9: Estrutura de geração de referência de corrente do BPSC



No referencial síncrono, as correntes do eixo direto e quadratura são definidas nas Equações (3.8) e (3.9).

$$I_d = \frac{2}{3} \left(\frac{P_{ref}}{|V_{bus}^+|^2} V_d^+ + \frac{Q_{ref}}{|V_{bus}^+|^2} V_q^+ \right) \quad (3.8)$$

$$I_q = \frac{2}{3} \left(\frac{P_{ref}}{|V_{bus}^+|^2} V_q^+ - \frac{Q_{ref}}{|V_{bus}^+|^2} V_d^+ \right) \quad (3.9)$$

Apesar do BPSC produzir correntes senoidais e balanceadas, este método tem o custo de uma maior oscilação na potência de saída durante condições de falta na rede em comparação com outros métodos de controle de potência [22]. A Tabela 3.2 fornece a descrição e os valores dos parâmetros dos controladores.

Tabela 3.2: Parâmetros dos sistemas de controle dos modos de operação do conversor

Simbologia	Descrição	Valor	Unidade
K_{pi}	Ganho proporcional do controle de corrente	11,3090	s^{-1}
K_{ii}	Ganho integral do controle de corrente	2.6389	s^{-1}
K_{pv}	Ganho proporcional do controle de tensão	0,028	s^{-1}
K_{iv}	Ganho integral do controle de tensão	0,0056	s^{-1}
f_{BWV}	Largura de faixa do controle de tensão	100	Hz
f_{BWC}	Largura de faixa ideal do controle de corrente	1	kHz
f_s	Frequência de chaveamento do PWM	10	kHz
T_d	Constante de amostragem síncrona	150	μs

3.5. ESTIMAÇÃO DE FASE E ALGORITMO DE SINCRONISMO

A transição suave entre os modos de operação do conversor pode ser resumida no intuito de evitar mudanças bruscas de ponto de operação do Inversor Fonte de Tensão (VSI). Para realizar esta tarefa, a referência de fase para as transformações não deve mudar durante este processo. Portanto, a diferença de ângulo de fase entre a tensão da rede e a saída do VSI precisa ser calculada e compensada na referência interna do VSI. Outras técnicas, descritas em Tran [23] e Alves [24],

tentaram alterar suavemente as referências das transformações integrando a frequência angular ao longo do tempo, aumentando ou diminuindo ligeiramente a frequência angular para evitar mudanças bruscas de referência e fazer coincidir as fases. Neste trabalho, é proposto o ajuste do ângulo de diferença de fase ($\Delta\theta$) para que as fases coincidam, de tal forma que θ_{REF} possa ser calculado por (3.10).

$$\theta_{REF} = \theta_{VSI} + \Delta\theta \quad (3.10)$$

Em que θ_{REF} é a referência de fase da MR e θ_{VSI} é a referência interna do CFR.

Se os vetores de tensão de rede (V_{grid}) e referência de tensão VSI (V_{VSI}) giram na mesma frequência angular, eles podem ser tratados como vetores estacionários. O produto vetorial é determinado por (3.11).

$$|V_{grid} \times V_{VSI}| = |V_{grid}| |V_{VSI}| \sin \varepsilon_\theta = V_{grid_\alpha} V_{VSI_\beta} - V_{VSI_\alpha} V_{grid_\beta} \quad (3.11)$$

Em que o erro de fase (ε_θ) entre a fase da rede (θ_{grid}) e a referência de fase (θ_{REF}) da MR é definido na Equação (3.12).

$$\varepsilon_\theta = \theta_{grid} - \theta_{REF} \quad (3.12)$$

Em que os subscritos α , β significam as componentes alfa e beta dos vetores de tensão. Portanto, a partir da Equação (3.11), é possível derivar a expressão do seno da diferença de ângulo de fase entre os vetores de tensão da rede e do inversor. Reorganizando os termos, é possível obter a Equação (3.13).

$$|V_{grid}| \sin \varepsilon_\theta = V_{grid_\alpha} \frac{V_{VSI_\beta}}{|V_{VSI}|} - \frac{V_{VSI_\alpha}}{|V_{VSI}|} V_{grid_\beta} \quad (3.13)$$

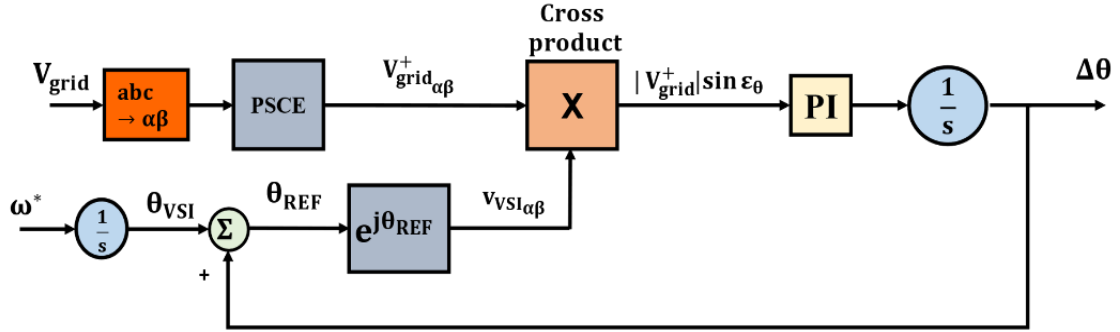
A partir da análise de pequenos sinais, o $\sin \varepsilon_\theta \cong \varepsilon_\theta$ se $\varepsilon_\theta \cong 0$. Portanto, a Equação (3.13) pode ser linearizada para pequenos ângulos de diferença e resolvida continuamente, compensando o erro através de controladores PI. No estado estacionário, a diferença entre a referência de fase da MR e a referência da rede principal deve ser zero.

Uma desvantagem desta equação provém do fato de que ela só é válida para condições de rede balanceadas e não distorcidas, uma vez que nestas circunstâncias o vetor de tensão resultante não varia com amplitude e frequência. Para eliminar a influência de componentes de sequências

negativas, um extrator de componentes de sequência positiva (PSCE) [25] pode ser usado para filtrá-lo das componentes $\alpha\beta$ da tensão da rede.

O Bloco de Estimativa do Ângulo de Fase (BAEF) proposto é ilustrado na Figura 3.10.

Figura 3.10: Bloco de Estimativa do Ângulo de Fase (BAEF)



A FT em malha fechada do bloco de estimação é expressa na Equação (3.14).

$$\frac{\Delta\theta}{\theta_{grid}} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.14)$$

Em que, a largura de faixa, ω_n , e o fator de amortecimento, ζ , são determinados nas Equações (3.15) e (3.16).

$$\omega_n = \sqrt{K_I \times |V_{grid}^+|} \quad (3.15)$$

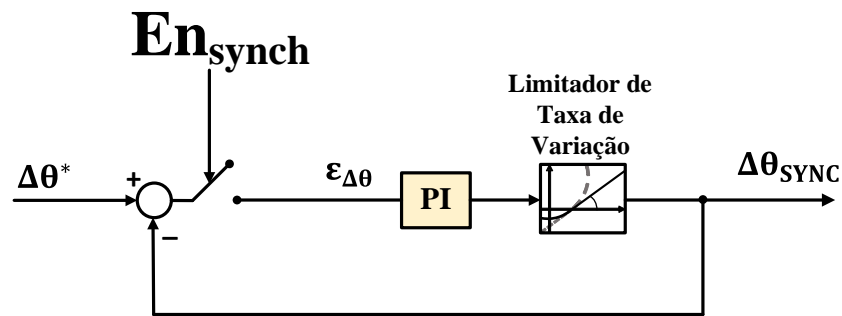
$$\zeta = (K_p/2) \sqrt{|V_{grid}^+|/K_I} \quad (3.16)$$

O bloco se assemelha ao processo de heterodínamo utilizado para estimar a posição do rotor em máquinas de indução [26]. Para sincronização, é necessário um loop adicional para fornecer variação suave do ângulo de fase da diferença.

Em vez de estimar o ângulo de fase a cada momento, o bloco estima a diferença do ângulo de fase entre a tensão da rede e a referência interna do conversor de potência. A vantagem do bloco proposto é que se pode ter mais controle sobre a fase, que é um requisito obrigatório para conversores de potência de baixa inércia, e evita a diferença descontínua do ângulo de fase ($\theta_{grid} -$

θ_{REF}) nas transições. O integrador na estrutura tem a capacidade de memória. Portanto, no momento do ilhamento, o último valor do ângulo de fase pode ser utilizado pelo VSI para evitar uma descontinuidade de fase e, conseqüentemente, uma mudança brusca de referência nas transformações da estrutura de controle. No momento da sincronização, o ângulo de fase do bloco pode ser ajustado suavemente para evitar altas variações de frequência na MR. Na Figura 3.11, é ilustrada a proposta de unidade de sincronização suave (SSU) para proporcionar a reconexão suave da MR.

Figura 3.11: Malha de controle de sincronismo suave (SSU)



O objetivo principal da SSU é limitar a primeira derivada do ângulo de fase diferencial do BAEF, conforme Equação (3.17), para proporcionar uma reconexão segura, evitando mudanças bruscas de referência e altas flutuações de frequência no sistema.

$$\left| \frac{d(\Delta\theta)}{dt} \right| \leq \lambda \quad (3.17)$$

Em que, λ é a variação máxima da frequência na MR durante o processo de sincronização, em rad/s. Limitar o módulo da primeira derivada significa definir uma variação máxima de frequência (λ) em torno de um ponto de operação, tipicamente 50 ou 60 Hz. Para garantir a faixa de frequência permitida, a norma IEEE 1547-3 [11] estabelece a variação de ± 1.2 Hz como operação contínua da MR. Portanto, a sincronização é realizada sem grandes mudanças de frequência no sistema. Para a operação correta do loop de sincronização suave, a sintonia adequada precisa ser realizada.

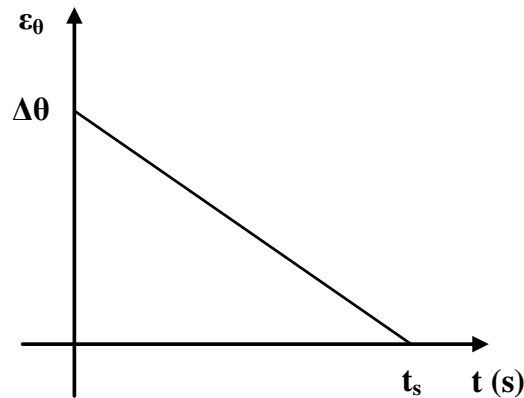
O limitador influencia na dinâmica do sistema, logo uma descrição em torno de uma Função de Transferência é bastante complexa. O ganho proporcional, K_p , é definido conforme Equação (3.18) e é proveniente da análise de regime permanente.

$$K_p = \frac{\Delta\theta}{e_{ss}} \quad (3.18)$$

Com intuito de eliminar o erro de regime estacionário, e_{ss} , o ganho integral deve ser empregado.

Com a utilização do bloco limitador da taxa de variação, deseja-se que o erro possua uma variação linear com taxa de variação máxima definida por λ , conforme é ilustrada na Figura 3.12.

Figura 3.12: Variação no tempo do erro de fase do SSU



Em regime permanente, deseja-se que o erro seja nulo, logo, com base na condição de regime permanente, tem-se que saída do termo integrador do PI deve ser igual ao valor do ângulo desejado, conforme a Equação (3.19).

$$K_i \int \varepsilon_\theta dt = \Delta\theta \quad (3.19)$$

Conforme pode ser visualizado na Figura 3.12, a integral do erro é a área do triângulo, logo, obtêm-se:

$$\int \varepsilon_\theta dt = \frac{\Delta\theta \times t_s}{2} \quad (3.20)$$

Em que,

$$t_s = \frac{\Delta\theta}{\lambda} \quad (3.21)$$

Desta forma, com base nas Equações (3.19), (3.20) e (3.21), o ganho integral pode ser determinado conforme a Equação (3.22).

$$K_i = \frac{2\lambda}{\Delta\theta} \quad (3.22)$$

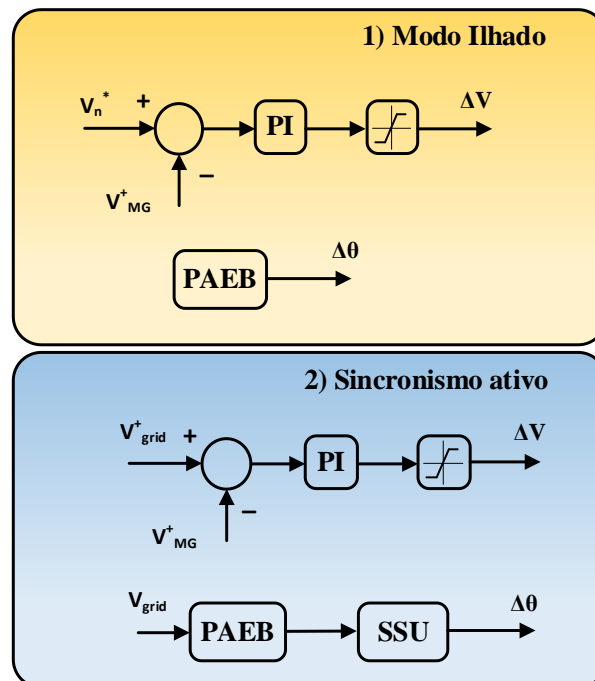
Os ganhos proporcionais e integrais são adaptativos. Antes de iniciar o sincronismo, os ganhos são calculados com base no $\Delta\theta$ estimado do BAEF, após isso os ganhos são mantidos constantes e o processo é iniciado.

Ao usar esses ganhos, o bloco implementa uma variação trapezoidal da frequência para sincronização, que minimiza a variação e mudanças bruscas de frequência sobre cargas críticas. Além disso, este método possui uma implementação mais simples e prática do que o apresentado em [19].

3.6. CONTROLE HIERÁRQUICO

Para o correto processo de sincronização e ilhamento da MR, é necessário o emprego do controle hierárquico, que, por sua vez, refere-se ao nível de controle secundário [27]. O nível de controle secundário busca gerenciar diferentes modos de operação e prescrever os sinais de compensação (ΔV e $\Delta\theta$) para o nível de controle primário a fim de melhorar a resposta dinâmica da MR. Na Figura 3.13, são mostrados os controladores utilizados pelo controle secundário para gerenciar corretamente a operação.

Figura 3.13: Estrutura secundária de controle de sincronização e algoritmo de ilhamento



No modo ilhado, o controle secundário é responsável pela correção da amplitude da tensão ao valor nominal e o BAEF compensa a fase para evitar desalinhamentos durante as transições e comutação do modo de operação da MR e do conversor de potência. Durante a transição do modo ilhado para o conectado à rede, o SSU, o BAEF e um controlador de tensão suave são empregados para variar suavemente a amplitude de fase e tensão da MR para eliminar altas oscilações de frequência e a distorção de tensão.

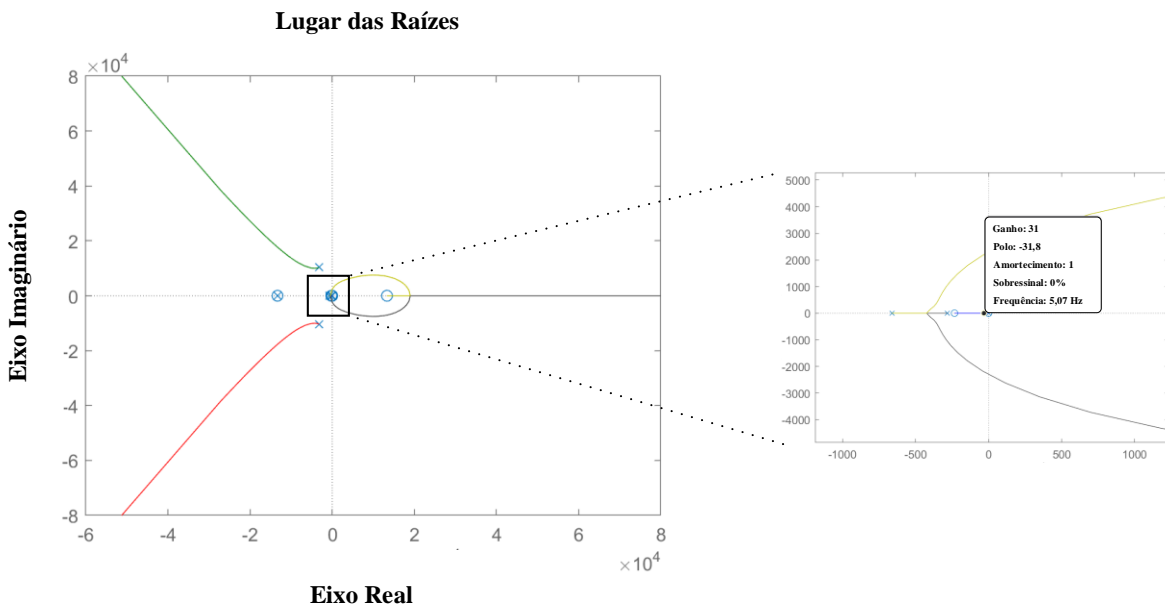
A FT em malha aberta para fins de sintonia é mostrada na Equação (3.23).

$$G_{hc} = \frac{K_i}{s} G_{vcl} \quad (3.23)$$

Em que G_{vcl} é a Função de Transferência em malha fechada do controle de tensão definida na Equação (3.7).

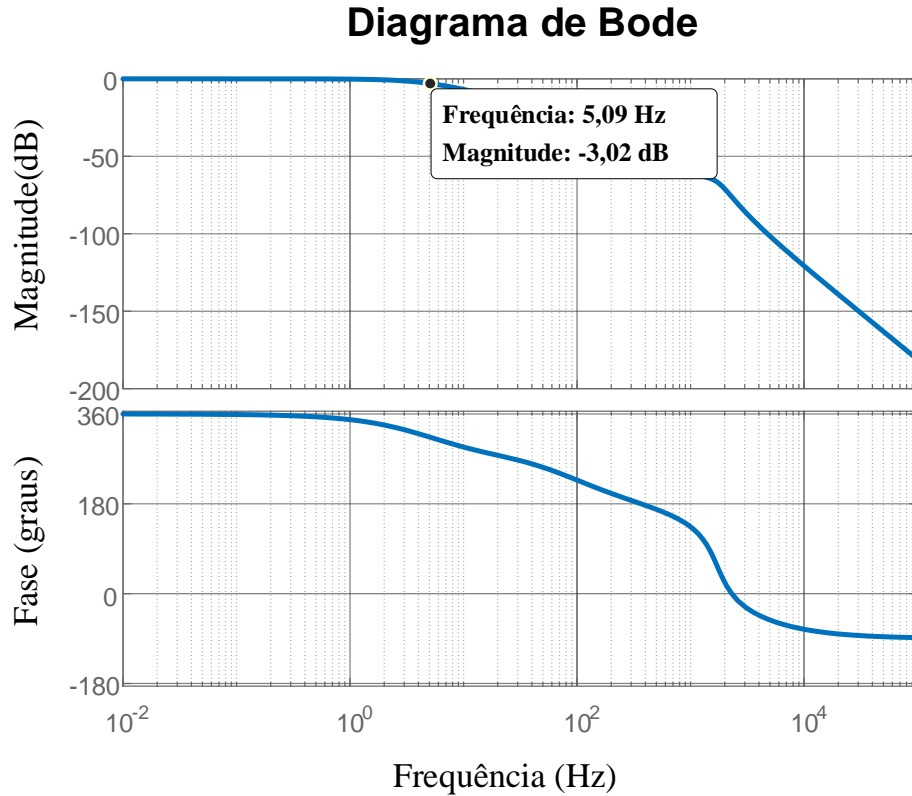
Logo, o lugar das raízes para o sistema de controle secundário de tensão é ilustrado na Figura 3.14.

Figura 3.14: Lugar das raízes para o sistema de controle secundário



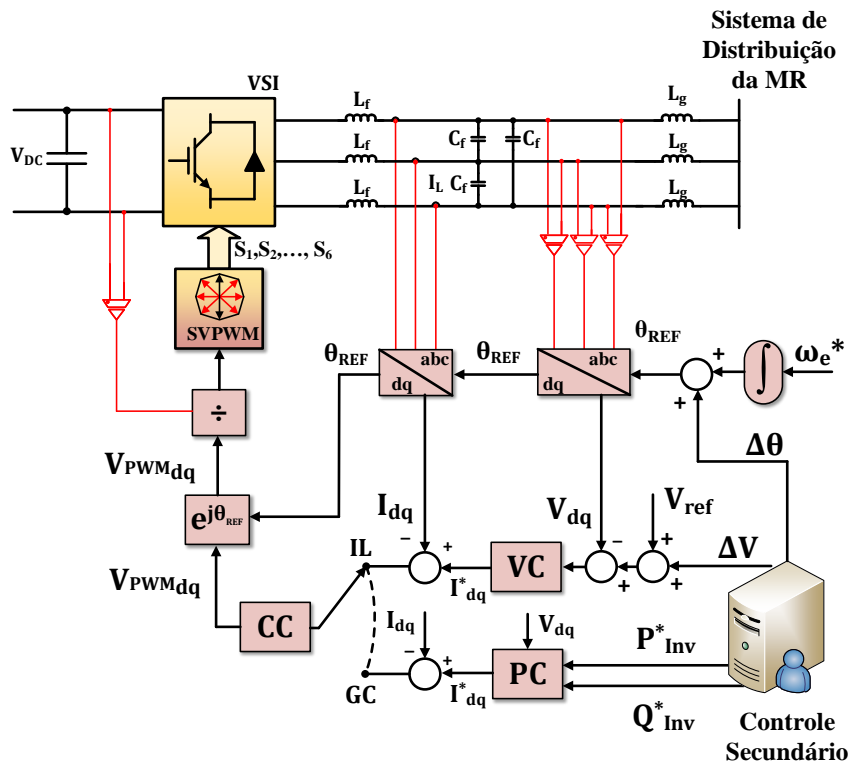
A resposta em frequência do sistema em malha fechada para uma largura de faixa de 5 Hz é ilustrada na Figura 3.15.

Figura 3.15: Diagrama de bode para o sistema de controle secundário



A estrutura do controlador para o CFR está ilustrada na Figura 3.16 e possui as seguintes modificações: a geração de fase é interna do Inversor e só é compensada pelo controle secundário para operação sincronizada à rede; a referência de tensão é compensada pelo controle secundário com base em medições no POI para compensar as quedas de tensão ao longo do sistema; para evitar desalinhamento da referência de tensão e altos transitórios de tensão durante a comutação de operação do conversor de potência, apenas a referência de corrente é alterada, que é fornecida pelo controle de tensão, na operação ilhada, enquanto, no modo conectado, pelo controlador de potência.

Figura 3.16: Diagrama de controle primário da MR



As estruturas de controle de tensão e corrente foram ilustradas e descritas na seção 3.4.

3.7. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

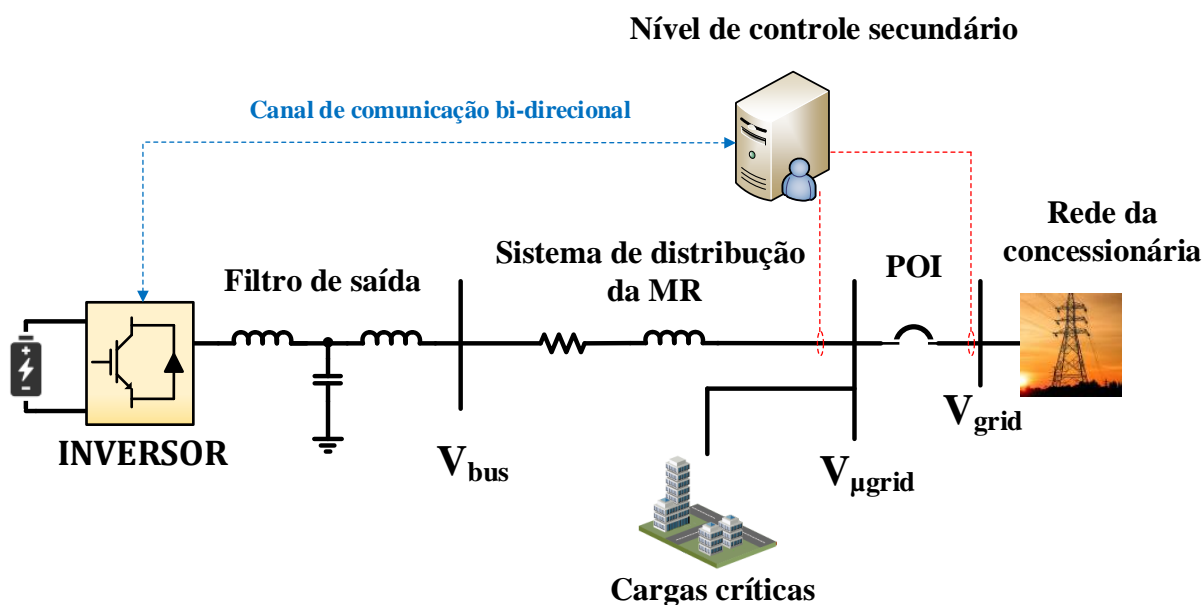
Neste capítulo foram demonstrados os três modos de operação de um conversor de potência numa MR. Apresentou-se ainda os principais problemas da transição de MR do método tradicional. Discutiu-se os métodos de variação de frequência e os principais problemas que o método de sincronismo tradicional possui. Por fim, foram apresentados o embasamento do método proposto em nível de controle primário, estimação de fase e estrutura de sincronismo, e controle secundário. O objetivo principal do método proposto é evitar o desalinhamento de fase, que é bastante comum no ilhamento da MR, controlar as variações de frequência no ilhamento, segundo a definição de um limiar máximo de variação, evitar a diferença da amplitude de tensão entre a rede e a MR durante o sincronismo e minimizar os efeitos do chaveamento de operação do conversor. Algumas das estratégias apresentadas, como a utilização da unificação do controlador de corrente entre os modos de operação do inversor para minimizar os são utilizadas em trabalhos recentes em

inversores com controle droop [28]. A utilização de métodos em controle secundário já são estratégias bastante utilizadas em controle droop, como em Hou [27]. Em outros trabalhos, há a utilização de métodos de controle da taxa de variação para limitar as variações bruscas de frequência durante o sincronismo, como em Alves [29]. Contudo, o método descrito nessa seção consegue um melhor controle da taxa de variação de frequência e possui uma resposta dinâmica mais rápida no pior caso de sincronismo, conforme será apresentado no próximo capítulo.

Capítulo 4 – Análise do Desempenho da Transição

Para a análise dos resultados, o método descrito no Capítulo 3 será aplicado em diferentes condições de operação e será comparados a outros relativos à literatura. Para fins de comparação, os métodos serão estudados numa MR mais simples, que pode ser melhor adaptada para exemplificar casos que não são considerados em trabalhos anteriores, ilustrada na Figura 4.1. Um deles, por exemplo, consiste nas quedas de tensão que ocorrem no sistema de distribuição da MR, cujo ajuste é realizado de maneira suave pelo método proposto sem que haja distorções de tensão durante o processo de sincronismo. Os resultados obtidos serão analisados em sua aplicabilidade a uma MR de missão crítica, como a do CLA.

Figura 4.1: Modelo esquemático simplificado da MR de teste



A Tabela 4.1 resume os parâmetros elétricos da MR ilustrada na Figura 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros elétricos da MR

Simbologia	Descrição	Valor	Unidade
R_g	Resistência da rede de distribuição da concessionária	1,2	Ω
L_g	Indutância da rede de distribuição da concessionária	1,5	mH

R_{linha}	Resistência da rede de distribuição da MR	1	Ω
L_{linha}	Indutância da rede de distribuição da MR	1	mH
f_e	Frequência nominal de operação	60	Hz
λ	Máxima variação de frequência da MR	7,54	rad/s
V_{linha}	Tensão de linha nominal da MR	380	V

Três condições serão estudadas nesse capítulo, sendo elas:

- Sincronismo a condições nominais de frequência;
- Sincronismo mediante frequências diferentes da nominal;
- Ilhamento não intencional.

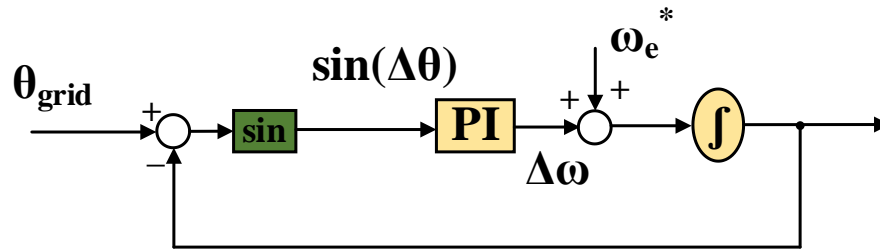
Conforme apresentado no capítulo anterior, a estratégia principal de reconexão da MR é baseada no método proporcional-integral linearizado no ponto de equilíbrio em que o erro é nulo. Contudo, ele possui alguns problemas relacionados ao desempenho variável, que é bastante dependente do ângulo de diferença entre a rede e a MR.

A estratégia comumente aceita para a desconexão suave é possuir fluxo de potência nulo no POI durante processo. Apesar disso, como ilustrado na Figura 3.1, devido ao conversor formador de rede seguir a própria referência durante a operação ilhada e à mudança brusca dos modos de controle, ocorrem altos transitórios de tensão e oscilações de frequência na MR, mesmo no ilhamento intencional. Os métodos desde então buscaram resolver esses problemas.

4.1. SINCRONISMO A CONDIÇÕES NOMINAIS DE FREQUÊNCIA

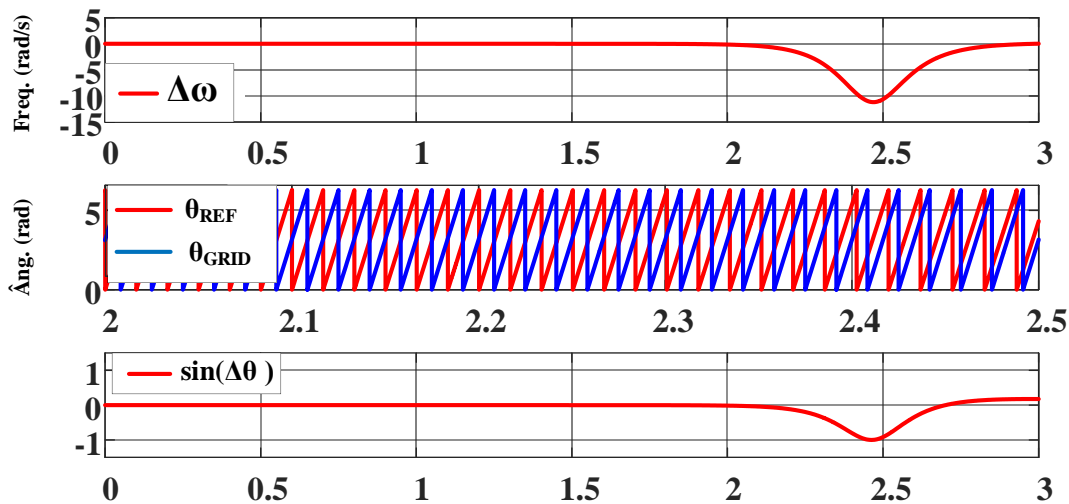
Nesta seção, o algoritmo de sincronização proposto é comparado com o utilizado na literatura [19], ilustrado na Figura 4.2.

Figura 4.2: Malha de sincronismo proposta em [19]



Conforme discutido, o seno é calculado, pois a diferença de fases fornecida é uma função descontínua e oscilante, portanto, a sincronização suave não pode ser feita com ela. Este método tenta compensar uma diferença de fases linearizando no ponto de equilíbrio em que o erro é nulo e minimizando-o. No entanto, para uma diferença de fase de 180° , um desempenho com tempo de resposta lento é obtido, conforme ilustrado na Figura 4.3.

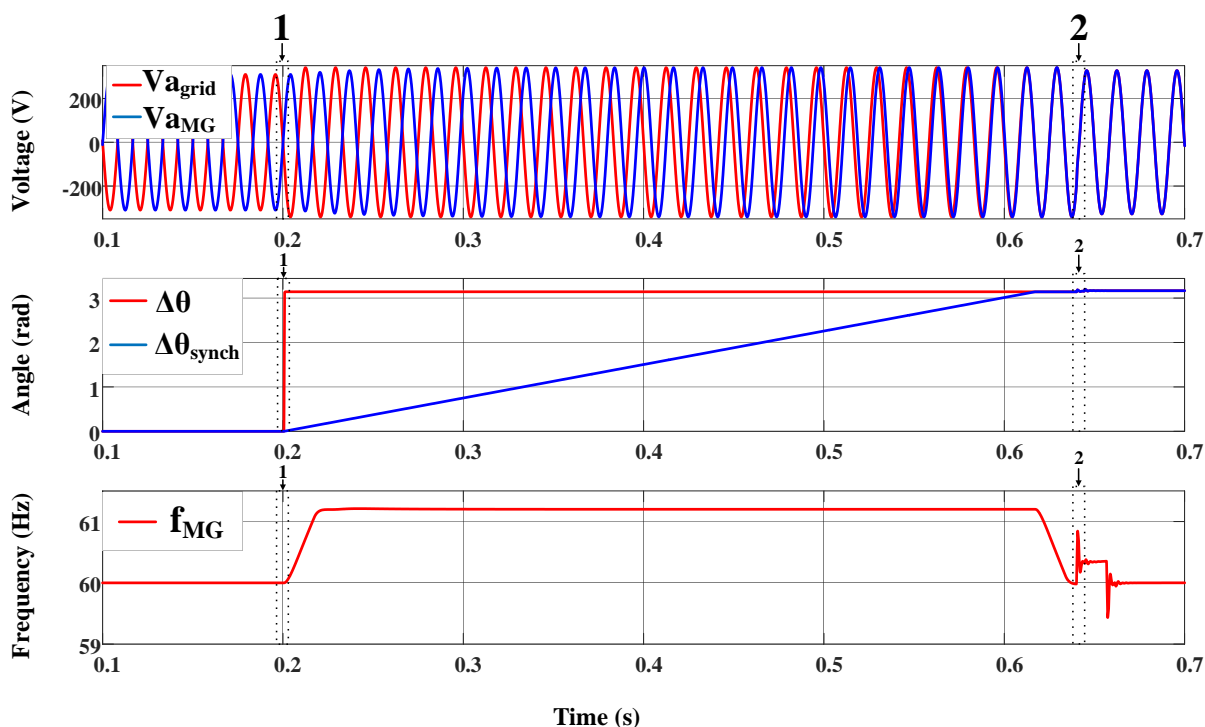
Figura 4.3 : Desempenho da malha de sincronismo proposta em [19] para uma diferença de fase de 180°



Os principais problemas desta malha são as variações maiores de frequência e o tempo de resposta lento no sincronismo. Melhor desempenho pode ser obtido aumentando a largura de faixa; no entanto, isso significaria uma maior oscilação e pico na resposta em frequência da MR. Esta é uma desvantagem crucial desta malha no pior cenário de deslocamento.

A malha de sincronização suave descrita na Figura 3.11 mitiga este problema, na medida em que o ângulo de deslocamento, $\Delta\theta$, é utilizado para sincronização e o bloco proposto para estimativa de ângulo pode estimar corretamente o ângulo de deslocamento em avanço ou atraso. Além disso, permite menores variações de frequência na MR, uma vez que elas são limitadas por um valor previamente definido no projeto do sistema. A Figura 4.4 mostra o desempenho do loop de sincronização proposto

Figura 4.4: Desempenho da malha de sincronismo proposta na Seção 3.5



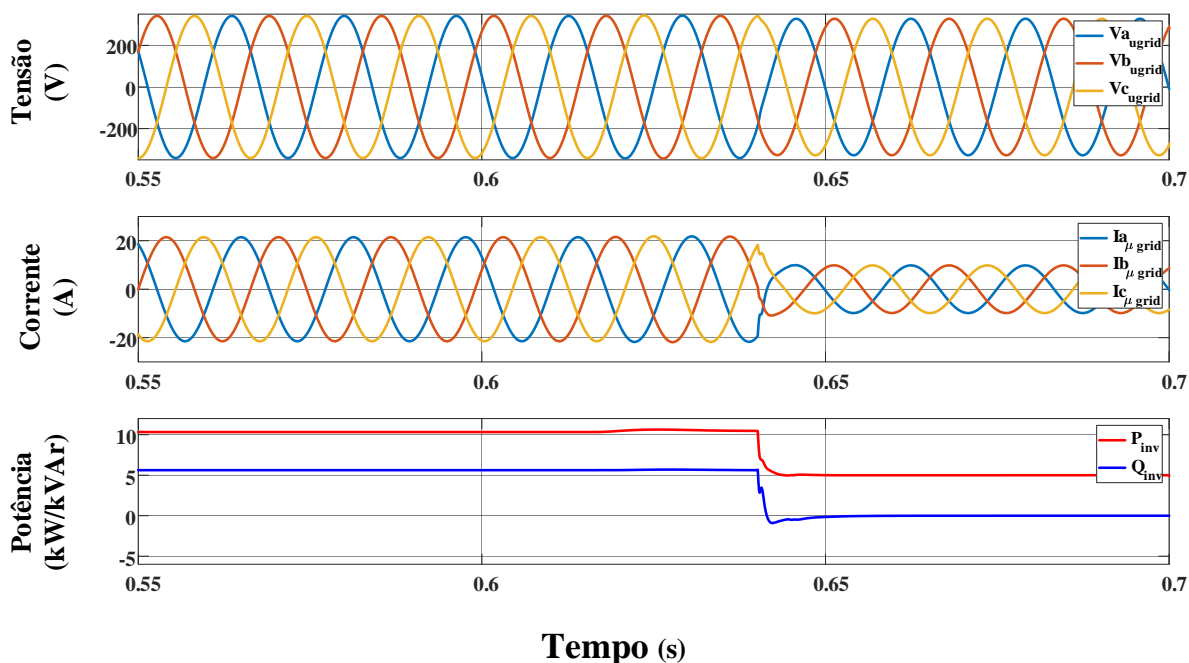
1: No tempo igual a 0,2s, o sincronismo inicia e a tensão da rede é medida para estimação do ângulo e amplitude.

2: No tempo igual a 0,64s, a MR é sincronizada tanto em fase quanto amplitude, a chave do POI fecha e o inversor muda para a operação como fonte de corrente.

No tempo de 0,2 s, a sincronização é iniciada. A norma IEEE 1547-3 [11] permite uma reconexão à rede se a tensão estiver dentro de um máximo de 10 % da tensão nominal. Portanto, a tensão da rede foi programada para experimentar um aumento de 0,1 pu na amplitude da tensão para avaliar o desempenho da sincronização no tempo igual a 0,2 s. Como pode ser visto, o controle secundário permite um ajuste suave das referências do conversor sem distorção na MR. Além disso, o aumento de frequência na MR apresenta um máximo de 1,2 Hz, que é o limite estabelecido

para operação contínua de uma MR. No tempo de 0,64 s, a MR é sincronizada tanto em amplitude quanto em fase, e o comando de fechamento do POI é enviado para a chave de transferência e ao controle de operação do conversor para mudança do modo de operação. Uma pequena oscilação na frequência é experimentada na MR no tempo de 0,64 s devido às mudanças de injeção de potência de operação ilhada para conectada à rede e comutação dos modos de operação.

Figura 4.5: Tensão, corrente e potência do inversor durante o chaveamento de operação



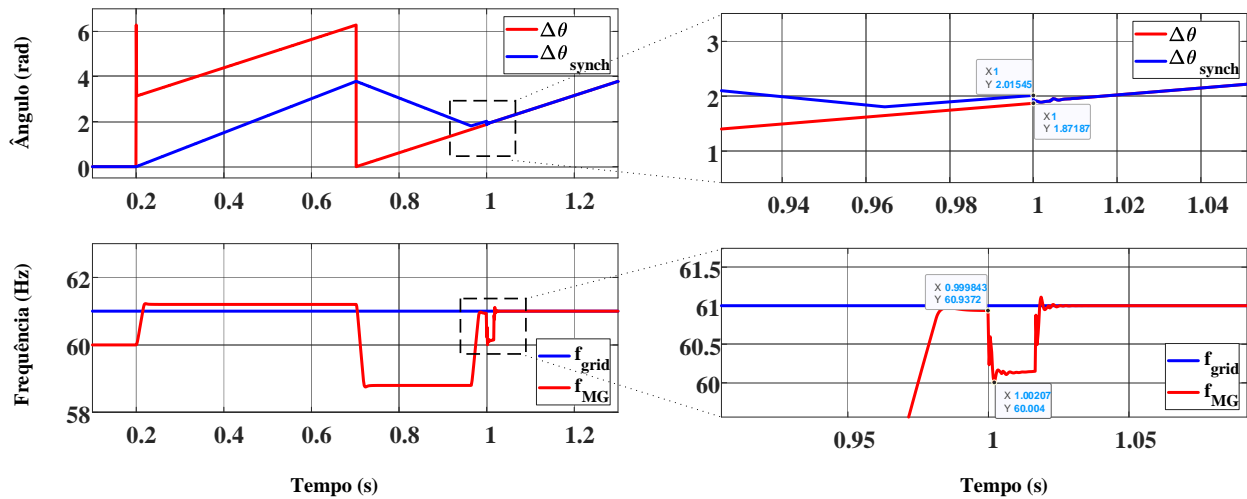
Na operação ilhada, o conversor está injetando cerca de 10 kW e 5 kVAr de potência ativa e reativa, respectivamente, no sistema de distribuição da MR para suprir as demandas das cargas. Quando a MR migra para operação conectada à rede, o inversor é configurado para injetar apenas potência ativa, que foi pré-definida como 5 kW.

4.2. SINCRONISMO A FREQUÊNCIAS DIFERENTES DA NOMINAL

Nessa seção, será testado o desempenho do loop de sincronismo para frequência acima ou abaixo da nominal. Devido ao rígido controle de geração e consumo de potência, além da própria inércia inerente do sistema, as variações de frequência na rede da concessionária não são bastante elevadas. No caso a ser estudado nessa seção, testou-se o desempenho para variações de frequências de 1 Hz. A reconexão da MR com a rede a condições diferentes da nominal

difficilmente ocorrerá, devido às condições anormais, mas é necessário ser estudado para fins de validação da malha de sincronismo. O presente caso pretende analisar o desempenho mediante a variações controladas de frequência para verificar se o processo é realizado com o menor erro de fase. O pior caso definido para estudo foi de uma diferença de fase inicial de 180° . Desta forma, durante a simulação, programou-se a rede para possuir uma diferença de fase de 180° e, no tempo de 0,2 s, a apresentar uma elevação de 1 Hz, com o sincronismo iniciando nesse mesmo tempo, satisfazendo assim a condição definida. A Figura 4.6 ilustra o desempenho do sincronismo para condição diferente da nominal informada.

Figura 4.6: Desempenho da malha de sincronismo para uma elevação de 1 Hz na rede da concessionária

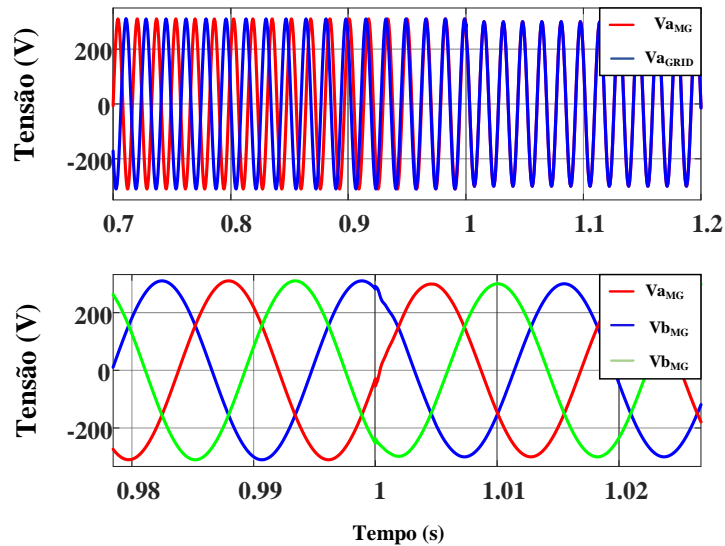


Em vermelho, é ilustrado a estimativa de fase realizada pelo BAEF, que apresenta um valor inicial de π radianos, sendo incrementado a uma frequência de 1 Hz. Em azul, visualiza-se a resposta do ângulo de sincronismo, que é a saída do bloco SSU. Conforme pode ser visto pela amplificação, o processo de sincronismo é realizado, um erro de regime estacionário é encontrado tanto no ângulo de fase quanto na frequência. Para uma MR com alta potência instalada como a do CLA, a norma do IEEE 1547 [11], apresentada na Seção 2.3, define como limites máximos de reconexão da MR: a fase, uma diferença máxima de 10° , e a frequência, de 0,1 Hz. Nas amplificações, percebe-se uma diferença de 0,14358 rad na fase, que é equivalente a $8,22^\circ$, e de 0,0628 Hz na frequência. Logo, para variações controladas de frequência, o método é efetivo e atende as especificações exigidas pela norma.

Capítulo 4– Análise do Desempenho da Transição

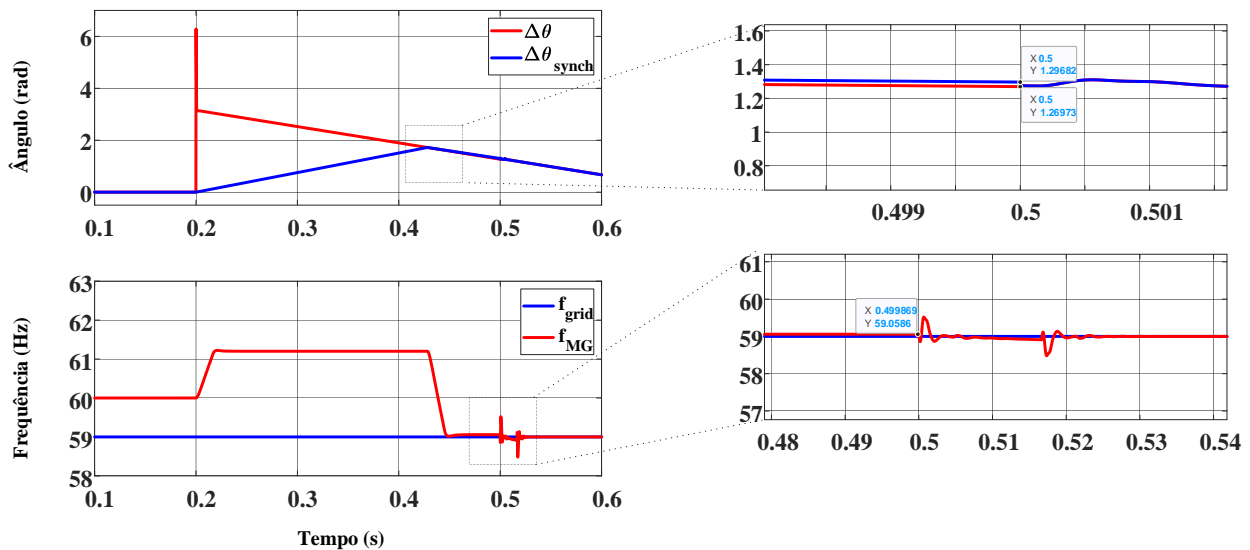
O processo de sincronismo e os transitórios durante o fechamento da chave do POI são ilustrados na Figura 4.7. Através da Figura 4.7, conclui-se que o processo de sincronismo foi realizado com o mínimo de intervenção e influência na MR.

Figura 4.7 : Processo de sincronismo e transitórios de tensão durante o chaveamento do POI



Para uma frequência 59 Hz na rede da concessionária com as mesmas condições de teste para o caso anterior, tem-se o resultado ilustrado na Figura 4.8.

Figura 4.8: Desempenho da malha de sincronismo para uma diminuição de 1 Hz na rede da concessionária



No tempo 0,2 s, o processo de sincronismo inicia-se com a rede da concessionária apresentando uma diminuição de 1 Hz. Nota-se nas ampliações que o erro de regime

estacionário é menor devido ao menor tempo do sincronismo, que possibilita menores valores acumulados de erros no integrador e uma resposta sem sobressinal.

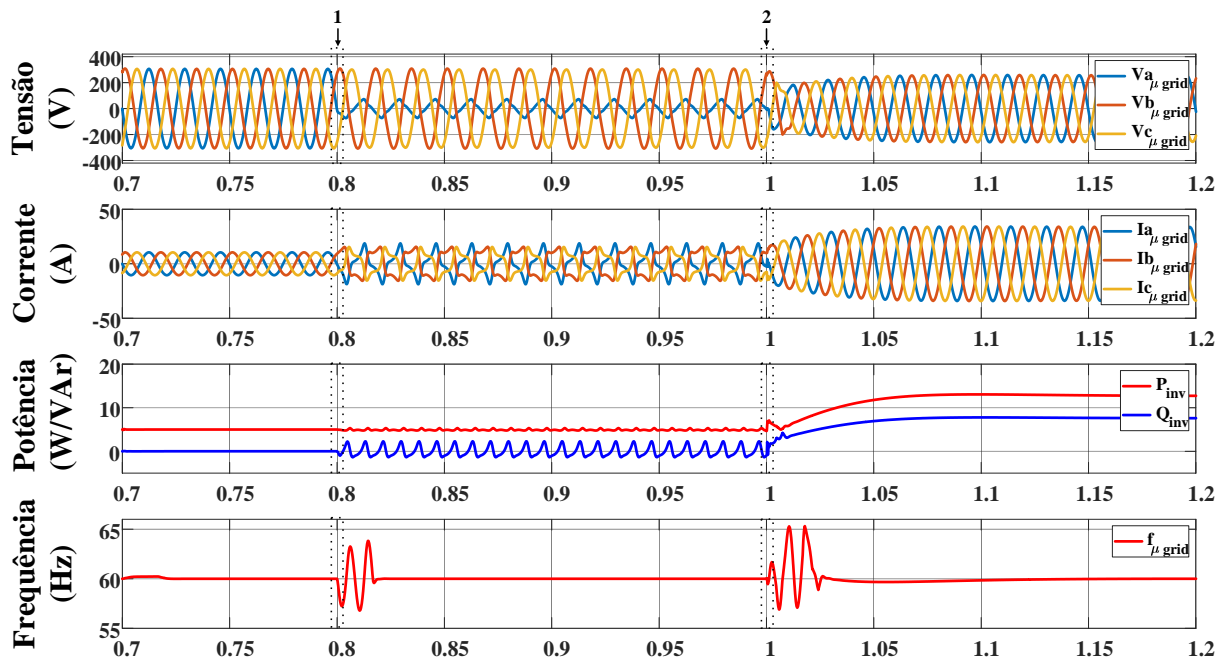
4.3. ILHAMENTO NÃO INTENCIONAL

A degradação mais comum da qualidade de energia da rede elétrica ocorre devido a falhas na rede. Quando ocorre uma falha na rede da concessionária, a MR deve ser desconectada e operar em modo ilhado. No entanto, se os transientes forem muito severos, o sistema pode não ser capaz de se recuperar de tais condições e pode se tornar instável, causando um *blackout* e uma queda na confiabilidade do sistema. Como isso é inaceitável numa MR de missão crítica, o sistema de controle deve ser projetado para lidar com essas situações.

O desempenho do controlador proposto foi comparado a um similar na literatura durante um curto-circuito fase-terra em um ponto próximo ao POI, mas na rede elétrica da concessionária. Para uma comparação justa, a mesma largura de faixa foi utilizada para determinação do ganho proporcional, dada a semelhança na estrutura de controle de baixo nível do inversor. Contudo, para minimizar os efeitos da perturbação da carga e permitir uma comparação, o valor do ganho integral foi maior com intuito de permitir um desempenho próximo nos dois casos da comparação. As diferenças entre o método proposto e o apresentado em Talapur [30] resumem-se à estimativa da fase da rede, ao controlador de potência, ao modo de chaveamento dos controles de operação e ao desacoplamento da corrente de saída no controle de tensão.

Em meio a uma falta na rede da concessionária, é impossível zerar o fluxo de potência entre a rede e a MR devido às condições desbalanceadas de tensão, logo, o ilhamento é realizado com base nos tempos máximos definidos pela norma IEEE 1547-3 [11], conforme Seção 2.3. A Figura 4.9 ilustra o desempenho obtido para o método descrito por Talapur [18].

Figura 4.9: Tensão, corrente do VSI, potência e frequência na MR em meio a uma falha na rede com o método proposto por [18]



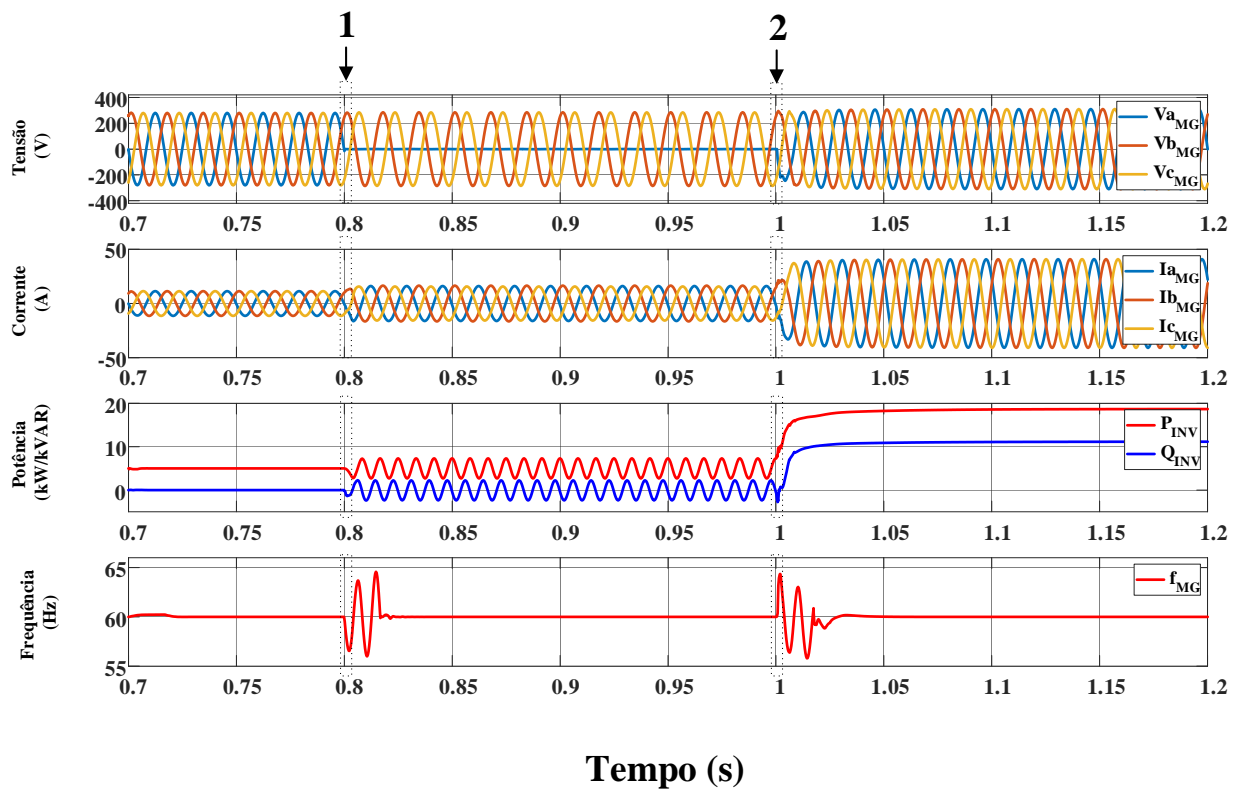
- 1: No tempo igual a 0,8s, um curto fase-terra acontece na rede da concessionária próximo à MR.
- 2: No tempo igual a 1s, o comando de ilhamento é enviado ao inversor, logo, a chave do POI abre e o inversor muda para o modo de operação como fonte de tensão.

Devido, em muitos casos, a complexidade da transição de uma MR, o comando de ilhamento não é gerado imediatamente a uma condição adversa na rede devido a possibilidade de ser uma condição transitória. Desta forma, o ilhamento só é comandado pelo sistema operador da MR após um período de tempo máximo definido. A norma define para o pior caso um tempo de 160 ms. Contudo, no caso simulado, utilizou-se um tempo de 200 ms. Conforme a Figura 4.9, no tempo de 0,7 s, a potência consumida pela carga é alterada para 16 kW e 12 kVAr nominais de potência ativa e reativa, respectivamente, para simular uma mudança do estado de carga da MR, em que os controladores do modo ilhado, tanto em nível primário quanto secundário, precisam lidar, em termos de dinamicidade. Em 0,8 s, ocorre uma falha de rede no lado da rede, submetendo o sistema a uma condição de alto desequilíbrio. Como pode ser observado, isso causa uma alta distorção da corrente injetada pelo inversor. Distorções na tensão também são observadas.

Em Talapur [30], o controlador de potência é o mais simples, não levando em consideração condições de desequilíbrio e distorção na tensão da MR. A principal contribuição dos autores se refere a uma estrutura PLL modificada para evitar desalinhamento de fase durante as transições da

MR. No entanto, a falta de um desacoplamento da corrente de saída no controle de tensão degrada o desempenho, de modo que, durante o ilhamento, os controles internos do inversor levam mais tempo para recuperar o sistema e restaurar a frequência. Além disso, a carga atua como uma perturbação e sua influência é muito alta na tensão de saída do inversor, de modo que uma grande diferença da tensão da MR no POI é encontrada em relação ao valor nominal. Os autores não propuseram um controle secundário para corrigir a diferença de amplitude de tensão para a nominal no POI causada pela influência da carga e das quedas ao longo do sistema, agravando ainda mais a situação. No caso de um MR real, a dinamicidade das cargas provocaria flutuações na amplitude de tensão no sistema. O desempenho dos controladores propostos é ilustrado na Figura 4.10 durante o ilhamento não intencional com o mesmo cenário e ganhos do controlador.

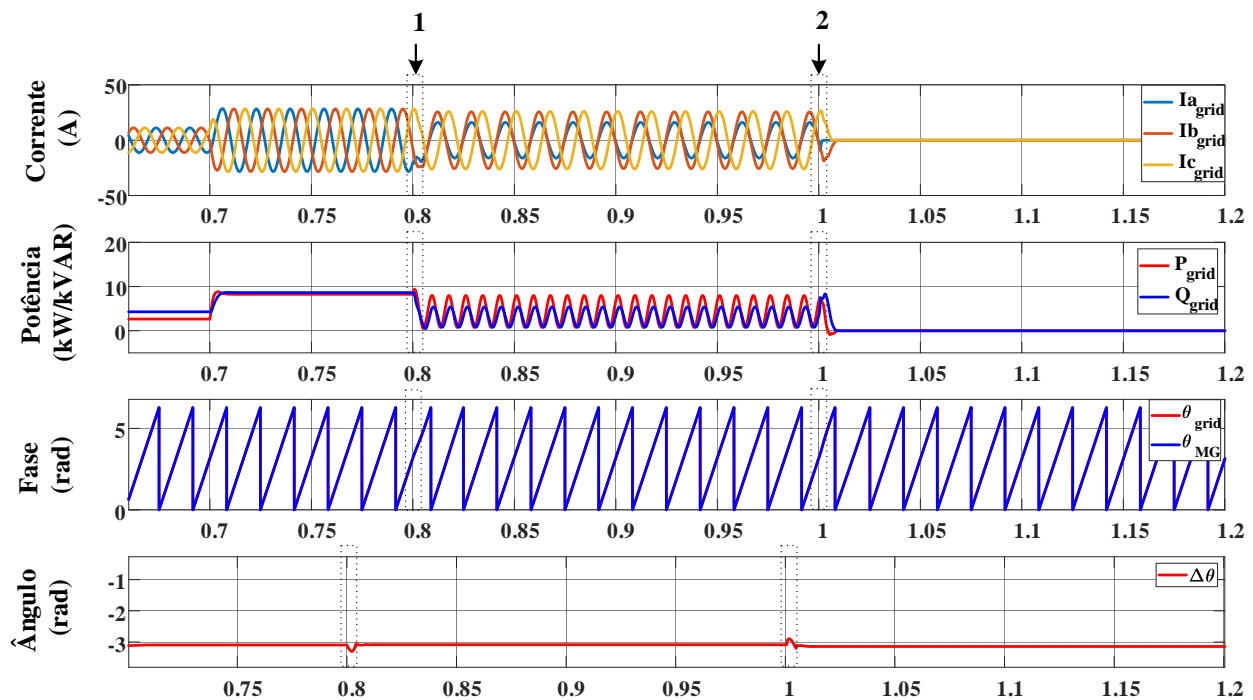
Figura 4.10: Tensão, corrente e potência de saída do inversor na MR em meio a uma falha na rede com o método proposto



- 1:** No tempo igual a 0,8s , um curto fase-terra acontece na rede da concessionária próximo à MR.
- 2:** No tempo igual a 1s, o comando de ilhamento é enviado ao inversor, logo, a chave do POI abre e o inversor muda para o modo de operação como fonte de tensão.

Como pode ser visto na Figura 4.10, o BPSC mantém componentes de corrente senoidais na corrente de saída do inversor, o que é muito importante para evitar danos ao *hardware* do inversor, contribuir para a qualidade da energia da MR e atender com os padrões do IEEE sobre componentes harmônicos. Como desvantagem, ele possui o custo de uma potência de saída com maior oscilação. Apesar disso, elas são muito pequenas, de modo que a influência na oscilação da frequência é insignificante. A restauração de tensão e frequência na MR também é muito rápida, devido aos controladores modificados empregados na estrutura de controle do inversor, que melhoram a resposta dinâmica e minimizam a influência das perturbações no processo. Além disso, a estrutura hierárquica de controle, descrita na Figura 3.16, auxilia os controles primários em manter a amplitude da tensão no valor nominal.

Figura 4.11: Corrente, potência injetadas pela rede, fase da MR e da rede e ângulo de fase da MR



1: No tempo igual a 0,8s , um curto fase-terra acontece na rede da concessionária próximo à MR.

2: No tempo igual a 1s, o comando de ilhamento é enviado ao inversor, logo, a chave do POI abre e o inversor muda para o modo de operação como fonte de tensão.

Na Figura 4.11, vê-se que o ângulo estimado pelo BAEF dificilmente muda com condições anormais enfrentadas na MR. Isso garante que ela não enfrente desalinhamento de fase durante o

Capítulo 4– Análise do Desempenho da Transição

ilhamento, o que evitaria mudanças bruscas de referência na estrutura de controle do inversor, proporcionando um ilhamento suave, já que os transitórios e picos de frequência são bastante minimizados. Observa-se que a corrente injetada pela rede é altamente desbalanceada devido à condição desbalanceada de tensão. O resultado da corrente e tensão desbalanceadas é refletido na potência, que é oscilatória com uma frequência do dobro da frequência da rede.

Capítulo 5 – Conclusões e Trabalhos Futuros

No decorrer do trabalho, foi desenvolvido os principais métodos utilizados para a transição suave de MRs. Definiu-se os conceitos de MR de Missão Crítica. Foram abordados os principais conceitos que regem o projeto e normas que necessitam ser atendidas. Para o modo de controle mestre-escravo, apresentou-se a estrutura clássica, os principais problemas enfrentados no método tradicional, e os principais métodos de variação de frequência no sincronismo. Discutiu-se que o método clássico de transição apresenta algumas desvantagens como falta de um método de variação controlada de frequência e desalinhamentos tanto de fase, devido ao chaveamento de referência, quanto de modos de operação, da referência de tensão para o PWM. Com intuito de se resolver esses problemas, deu-se início ao método proposto. Primeiramente, discutiu-se as estratégias utilizadas no controle primário, sempre comparando com o tradicional e ilustrando as melhorias. Segundo, apresentou-se as estruturas de estimação de fase e de sincronismo suave, desenvolvendo as equações e o método de sintonia. Por último, definiu-se a estrutura de controle secundário com intuito de melhorar a resposta dinâmica da MR e ilustrou-se a estrutura de controle primário modificada a fim de garantir a transição suave.

Nos resultados, definiu-se o sistema para avaliação do desempenho, cujos parâmetros foram definidos com base em valores reais e trabalhos anteriores. Três cenários foram estudados e, em cada um deles, ilustrou-se o desempenho do método e comparou-se com métodos bastante citados na literatura. Provou-se que a malha de sincronismo suave funciona para frequência nominal e dentro de um limite aceitável de variação de frequência. Mostrou-se a vantagem da utilização da malha proposta em termos de limitação de variações de frequência na MR e de tempo de resposta para o pior caso de sincronismo a condição nominal. No ilhamento, o pior caso de ilhamento, mediante uma falta na rede da concessionária foi estudado, em que se verificou uma melhora na restauração de tensão da MR no modo ilhado e na qualidade de energia com a produção de correntes senoidais e balanceadas na saída do conversor durante condições altamente desbalanceadas.

Apesar de todo o desenvolvimento do trabalho, alguns aspectos não puderam ser estudados e se tornam opções para serem desenvolvidas em trabalhos futuros. Dentre eles, destacam-se as seguintes:

Capítulo 5– Conclusões e Trabalhos Futuros

- Estudo a respeito da influência do atraso no desacoplamento nos controladores do acoplamento cruzado da planta;
- Desenvolver os controles em domínio discreto;
- Obtenção de resultados experimentais para validação dos resultados.

5.1. TRABALHOS ACEITOS E PUBLICADOS

O seguinte trabalho permitiu a publicação do seguinte artigo em congresso:

Gabriel Silva Rocha, Amiron Wolff dos Santos Serra, Cesar Augusto Santana Castelo Branco, Hercules Araujo Oliveira, Jose Gomes de Matos, Luiz Antonio de Souza Ribeiro, “A Strategy for Smooth Microgrid Transitions without Phase Misalignment and Voltage Mismatch, ” IEEE EPE ECCE, 2022, Hanover, Alemanha.

O trabalho gerou ainda artigo aceito no seguinte congresso:

Gabriel Silva Rocha, Amiron Wolff dos Santos Serra, Cesar Augusto Santana Castelo Branco, Hercules Araujo Oliveira, Jose Gomes de Matos, Luiz Antonio de Souza Ribeiro, “Strategies for Smooth Microgrid Transitions without Phase Misalignment, ” IEEE ITEC, 2022, Califórnia, EUA.

APÊNDICE A – PROJETO DO FILTRO LCL

O filtro LCL foi projetado conforme metodologias apresentadas em [31], [32] e [33]. Os valores do filtro LCL são calculados como um percentual dos valores base, definido conforme Equações (0.1) e (0.2).

$$Z_b = \frac{V_{LL}}{S_n} = \frac{380^2}{20 \times 10^3} = 7,22 \quad (0.1)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_e Z_b} = \frac{1}{2 \times \pi \times 60 \times 7,22} = 367,394 \mu F \quad (0.2)$$

O valor do capacitor possui influência no fator de potência da rede, quanto maior o capacitor, maior é a potência reativa e menor é o fator de potência da rede. O valor escolhido para o capacitor (em pu) foi de 7,5%, que multiplicando pela capacitância base do sistema resulta no máximo valor do capacitor do filtro LCL conectado em estrela [31], [32] e [33].

$$C_{f_{max}} = 0,075 \times C_b = 27,55455 \mu F \quad (0.3)$$

O valor comercial escolhido foi de 25 μF .

O indutor L_1 foi determinado em função da máxima corrente de saída do inversor e máxima ondulação de corrente desejada. Sendo I_{max} a máxima corrente de saída do inversor determinado para a potência e tensão nominal do sistema, tem-se:

$$I_{max} = S_n \frac{\sqrt{2}}{3V_{LL}} = 20 \times 10^3 \times \frac{\sqrt{2}}{3 \times 380} = 30,3868 A \quad (0.4)$$

A porcentagem da ondulação de corrente do lado do inversor deve ser limitada na faixa de 10 a 25% da corrente nominal de saída. Definindo uma ondulação de corrente de 25% da máxima de saída do conversor, tem-se:

$$\Delta_{iL} = 0,25I_{max} = 7,5967 A \quad (0.5)$$

O mínimo valor da indutância L_f do filtro é calculada por (0.6).

$$L_f = \frac{1}{6} \frac{V_{dc}}{f_s \Delta_{iL}} = \frac{1}{6} \frac{600}{10 \times 10^3 \times 7,5967} = 1,3163 mH \quad (0.6)$$

O valor comercial para a indutância L_f foi de $1,8 \text{ mH}$.

A indutância do lado da rede L_g é definida com base na atenuação das componentes harmônicas referentes à corrente do lado do inversor. A relação entre as componentes harmônicas geradas pelo inversor e injetados na rede é definida por k_a . Para $k_a = |i_g(h\omega_e)|/|i_1(h\omega_e)|$, geralmente, adota-se o valor de 20% [33]. A indutância do segundo indutor é calculada por:

$$L_g = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{k_a}\right)^2 + 1}}{C_{f_{max}} \omega_s^2} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{0,2}\right)^2 + 1}}{27,55455 \times 10^{-6} \times (10^4)^2} = 1,8146 \text{ mH} \quad (0.7)$$

O valor comercial para a indutância do lado da rede L_g foi de $1,8 \text{ mH}$.

Uma vez calculados os valores dos parâmetros do filtro LCL, a frequência de ressonância pode ser calculada por:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3,6 \times 10^{-3}}{1,8 \times 10^{-3} \times 1,8 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^{-6}}} \quad (0.8)$$

$$= 1,061032 \text{ kHz}$$

Essa frequência deve obedecer à condição da Equação (0.9), visto que, neste intervalo, evita-se problemas de ressonância a altas e baixas frequências [33].

$$10 \times f_e \leq f_{res} \leq \frac{f_s}{2} \quad (0.9)$$

$$600\text{Hz} \leq 1,061 \text{ kHz} \leq 5 \text{ kHz} \quad (0.10)$$

O amortecimento utilizado foi o passivo, empregando um resistor de amortecimento em série ao capacitor com intuito de permitir a passividade do filtro LCL em todas as frequências. O valor da resistência é calculado como 1/3 da reatância do capacitor na frequência de ressonância, conforme Equação (0.11) [31].

$$r_d = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} = \frac{1}{3 \times 2\pi \times 1,061 \times 10^3 \times 25 \times 10^{-6}} = 2\Omega \quad (0.11)$$

REFERÊNCIAS

- [1] A. Hirscha, Y. Paraga and J. Guerrero, "Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, pp. 402 - 411, 2018.
- [2] E. Z. Gumerman, R. R. Bharvirkar, K. H. LaCommare and C. Marnay, Evaluation Framework and Tools for Distributed Energy Resources, Lawrence Berkeley National Laboratory, 2003.
- [3] J. J. Iannucci, L. Cibulka and J. M. Eyer, "DER Benefits Analysis Studies: Final Report," National Renewable Energy Laboratory, United States, 2003.
- [4] D. E. Olivares et al., "Trends in Microgrid Control," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 4, pp. 1905 - 1919, 2014.
- [5] M. A. Hossain, H. R. Pota and F. Blaabjerg, "Evolution of Microgrids with Converter-Interfaced Generations: Challenges and Opportunities," *Preprints*, 2018, 2018100278 (doi: 10.20944/preprints201810.0278.v1).
- [6] X. Hou et al., "Distributed Hierarchical Control of AC Microgrid Operating in Grid-Connected, Islanded and Their Transition Modes," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 77388 - 77401, 2018. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2882678.
- [7] D. T. Ton and M. A. Smith, "The U.S. Department of Energy's Microgrid Initiative," *The Electricity Journal*, vol. 25, no. 8, pp. 84 - 94, 2012.
- [8] R. Lasseter et. al., "The CERTS microgrid concept. White Paper on Integration of Distributed Energy Resources," U.S. Department of Energy, 2002;2:30.
- [9] S. D'silva, M. Shadmand, S. Bayhan and H. Abu-Rub, "Towards Grid of Microgrids: Seamless Transition between Grid-Connected and Islanded Modes of Operation," *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 66-81, 2020.

- [10] A. Hirsch Yael, Y. Parag and J. Guerrero, "Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, pp. 402-411, 2018.
- [11] I. S. Association, "IEEE 1547: Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces," IEEE, 2008.
- [12] IEEE Standard Association, *IEEE 2030.7 - IEEE Stand. for the Specification of Microgrid Controllers*, 2017.
- [13] I. S. Association, "IEEE 2030.8 - IEEE Standard for the Testing of Microgrid Controllers".
- [14] I. S. Association, "IEEE 2030.9 - IEEE Recommended Practice for the Planning and Design of the Microgrid".
- [15] D. Ioris, A. B. Almeida and P. T. Godoy, "A Microgrid Islanding Performance Study Considering Time Delay in Island Detection," *IEEE PES*, 2020.
- [16] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg e P. Rodriguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, n° 11, November 2012.
- [17] N. Hatziargyriou, *Microgrids: Architectures and Control*, 1nd ed., Wiley-IEEE Press, 2014.
- [18] G. G. Talapur, H. M. Suryawanshi, L. Xu and A. B. Shitole, "A Reliable Microgrid With Seamless Transition Between Grid Connected and Islanded Mode for Residential Community With Enhanced Power Quality," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 54, no. 5, pp. 5246-5255, 2018.
- [19] M. N. Arafat, S. Palle, Y. Sozer and I. Husain, "Transition Control Strategy Between Standalone and Grid-Connected Operations of Voltage-Source Inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1516-1524, 2012.
- [20] F. Bosio, L. A. S. Ribeiro, F. D. Freijedo, M. Pastorelli and J. M. Guerrero, "Effect of State Feedback Coupling and System Delays on the Transient Performance of Stand-Alone VSI

With LC Output Filter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 4909-4917, 2016.

- [21] A. F. Cupertino, L. S. Xavier, E. M. Brito, V. F. Mendes and H. A. Pereira, "Benchmarking of power control strategies for photovoltaic systems under unbalanced conditions," *Electric Power and Energy Systems*, vol. 106, pp. 335-345, 2019.
- [22] A. F. Cupertino, L. S. Xavier, E. M.S.Brito, V. F. Mendes and H. A. Pereira, "Benchmarking of power control strategies for photovoltaic systems under unbalanced conditions," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 106, pp. 335-345, 2019.
- [23] T.-V. Tran, T.-W. Chun, H.-H. Lee, H.-G. Kim and E.-C. Nho, "PLL-Based Seamless Transfer Control Between Grid-Connected and Islanding Modes in Grid-Connected Inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5218 - 5228, 2014.
- [24] A. G. P. Alves, L. G. B. Rolim, R. F. S. Dias and P. T. P. Santos, "VSC plug-and-play operation using online grid parameter estimation for PI self-tuning," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 18, pp. 4359-4367, 2020.
- [25] P. Rodriguez, A. Luna, R. S. M. Aguilar, I. E. Otadui, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 99-112, 2012.
- [26] L. A. S. Ribeiro, M. W. Degner, F. Briz and R. D. Lorenz, "Comparison of Carrier Signal Voltage and Current Injection for the Estimation of Flux Angle or Rotor Position," in *IEEE Industry Applications Conference*, 1998.
- [27] X. Hou, Y. Sun, J. Lu, X. Zhang, L. H. Koh, M. Su and J. M. Guerrero, "Distributed Hierarchical Control of AC Microgrid Operating in Grid-Connected, Islanded and Their Transition Modes," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 77388 - 77401, 2018.
- [28] M. S. Pilehvar and B. Mirafzal, "Smart Inverter for Seamless Reconnection of Isolated Residential Microgrid to Utility Grid," in *IEEE EPEC*, 2020.

- [29] A. G. P. Alves, L. G. B. Rolim, R. F. S. Dias and P. T. P. Santos, "VSC plug-and-play operation using online grid parameter estimation for PI self-tuning," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 18, pp. 4359-4367, 2020.
- [30] G. G. Talapur, H. M. Suryawanshi, L. Xu and A. B. Shitole, "A Reliable Microgrid With Seamless Transition Between Grid Connected and Islanded Mode for Residential Community With Enhanced Power Quality," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 5246-5453, 2018.
- [31] A. Reznik, M. Godoy, A. Al-Durra and S. M. Muyeen, "LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 50, 2014.
- [32] M. B. S. Romdhane, M. W. Naouar, I. S. Belkhdja and E. Monmasson, "Simple and systematic LCL filter design for three phase grid-connected power converters," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 130, pp. 181-193, 2016.
- [33] M. Liserre, F. Blaabjerg and S. Hamsen, "Design and control of a LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1281-1291, 2005.
- [34] X. HOU, Y. SUN, J. LU, X. ZHANG, L. HAI H. and J. M. GUERRERO, "Distributed Hierarchical Control of AC Microgrid Operating in Grid-Connected, Islanded and Their Transition Modes," *IEEE ACCESS*, vol. 6, pp. 77388-77401, 2018.