



FRANCK MORAIS DE OLIVEIRA

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO
APLICADO À CONVERSORES ELETRÔNICOS PARA
TRANSIÇÃO SUAVE ENTRE MODOS ILHADO E
CONECTADO À REDE**

LAVRAS – MG

2022

FRANCK MORAIS DE OLIVEIRA

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO À CONVERSORES
ELETRÔNICOS PARA TRANSIÇÃO SUAVE ENTRE MODOS ILHADO E
CONECTADO À REDE**

Dissertação de Mestrado apresentada à
Universidade Federal de Lavras, como parte
das exigências do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia de Sistemas e Automação, para
obtenção do título de Mestre.

Profa. Dra. Sílvia Costa Ferreira
Orientadora

LAVRAS – MG
2022

**Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema de Geração de Ficha Catalográfica da Biblioteca
Universitária da UFLA, com dados informados pelo próprio autor**

Oliveira, Franck Morais de

Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado à Conversores Eletrônicos para Transição Suave Entre Modos Ilhado e Conectado à Rede / Franck Morais de Oliveira. – Lavras : UFLA, 2022.

112 p. : il.

Dissertação (Mestrado Acadêmico)–Universidade Federal de Lavras, 2022.

Orientadora: Profa. Dra. Sílvia Costa Ferreira.

Bibliografia.

1. Microrredes. 2. Conversor Eletrônico. 3. Controle Preditivo. I. Ferreira, Sílvia Costa. II. Título.

FRANCK MORAIS DE OLIVEIRA

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO À CONVERSORES
ELETRÔNICOS PARA TRANSIÇÃO SUAVE ENTRE MODOS ILHADO E
CONECTADO À REDE
MODEL-BASED PREDICTIVE CONTROL APPLIED TO ELECTRONIC
CONVERTERS FOR SMOOTH TRANSITION BETWEEN ISLANDED AND GRID
CONNECTED MODES**

Dissertação de Mestrado apresentada à
Universidade Federal de Lavras, como parte
das exigências do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia de Sistemas e Automação, para
obtenção do título de Mestre.

APROVADA em 24 de Janeiro de 2022.

Prof. Dr. Wilian Soares Lacerda UFLA
Prof. Dr. Leonardo Silveira Paiva UFLA
Profa. Dra. Janaína Gonçalves de Oliveira UFJF



Profa. Dra. Sílvia Costa Ferreira
Orientadora

**LAVRAS – MG
2022**

AGRADECIMENTOS

À minha mãe, Cleusa Maria Augusto Oliveira, pelo apoio incondicional, pelo amor e carinho único de mãe e pai que foi me dado por ela desde sempre, e por jamais medir esforços quando se trata à realização de meus sonhos, onde assim espero um dia poder retribuir.

Ao meu irmão, Patrick Morais de Oliveira, pela amizade, apoio e por ser meu ponto de segurança e confiança para a vida.

À toda a minha família, em especial a minha avó Francisca Cândida e minha tia Maria Aparecida, que são únicas para nós, pessoas do bem e que são sinônimos de humildade e alegria.

Aos meus amigos de infância, meus irmãos da vida por sempre me proporcionar momentos de alegrias e me mostrar o significado de união e companheirismo - "A Amizade é Tudo".

Ao futsal por caminhar comigo desde criança, me proporcionando um caminho capaz de enxergar como é chorar de tristeza nas derrotas, quanto chorar de alegrias nas vitórias, porém sempre aprendendo e conhecendo novas pessoas e isto eu levo para a vida.

Aos amigos do programa de pós-graduação por compartilharmos da mesma correria, dificuldades e conquistas nos laboratórios diariamente ao longo deste mestrado.

A todos os professores que tive a honra de conversar e adquirir novos conhecimentos, onde se tornam fundamentais para o meu crescimento pessoal e profissional.

Em especial agradeço a minha orientadora e amiga Sílvia Costa Ferreira pelos ensinamentos que tem me passado desde o início de minha trajetória acadêmica, por todo o cuidado e paciência ao me orientar, por ser espelho e inspiração para mim de como ser uma excelente profissional e gostaria de dizer que você é uma pessoa incrível. Aproveito para agradecer a paciência e me desculpar com a pequena Ísis, por eu incomodar a mamãe dela com minhas dúvidas quando ainda estava na barriga de sua mamãe descansando e se preparando para nascer, que você seja uma mulher incrível Ísis.

Aos técnicos dos laboratórios onde me permitiram desenvolver parte do meu trabalho, em especial à Técnica Isadora, obrigado pela amizade e profissionalismo.

À Universidade Federal de Lavras pela qual serei eternamente grato.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas e Automação.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais (FAPEMIG)

MUITO OBRIGADO !

RESUMO

Uma microrrede pode operar tanto de forma ilhada e quanto conectada à rede elétrica principal. Para que haja possibilidade de uma microrrede operar nestes dois modos, é fundamental ter um controle de transição adequado e é muito importante que essa transição seja feita de forma contínua e suave. A transição acontece nos momentos de conexão e desconexão da microrrede com a rede principal, onde podem ocorrer problemas como transitórios de sobretensão, subtenção e sinais de frequências variadas presentes no sinal elétrico. Fazer com que essa transição seja suave faz com que esses efeitos negativos sejam evitados a fim de que não haja interrupção de fornecimento de energia elétrica ou danos maiores nas cargas ou demais conversores. Este trabalho apresenta a utilização do Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC) e função custo multivariável como metodologia de controle, e o uso de uma resistência virtual para que ambos sejam capazes de contribuir na realização da transição suave entre o modo ilhado e modo conectado à rede de um conversor formador de rede monofásico (CFR). Além disso, a estratégia de controle do conversor utiliza um Filtro Adaptativo Sintonizado (FAS) para realizar as funções de um *Phase Locked Loop* (PLL) e uma etapa de sincronismo com a rede elétrica principal. Juntamente com o FCS-MPC, o FAS visa garantir uma transição suave durante a conexão ou reconexão quando a rede principal é restabelecida após falha. Por outro lado, o mesmo filtro adaptativo é utilizado para estimar amplitude e frequência da tensão no Ponto de Acoplamento Comum (PCC), que são monitoradas por um algoritmo de detecção de ilhamento, e definir se há ou não condição de ilhamento. O conversor formador de rede e seus algoritmos de controle são simulados em ambiente virtual com o *software* Matlab/Simulink para avaliar seu comportamento e desempenho com carga RL. Os resultados obtidos em simulação mostram a viabilidade de aplicação do controle FCS-MPC que em conjunto com a resistência virtual e o algoritmo de sincronismo resultam em uma transição suave satisfatória entre os modos de operação. Ainda como etapa deste trabalho foi projetado e montado o *hardware* do conversor formador de rede à ser controlado por um Processador Digital de Sinais (DSP).

Palavras-chave: Microrrede. Transição Suave. Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito. Conversor Formador de Rede. DSP.

ABSTRACT

A microgrid can operate both as an island and connected to the main grid. In order for a microgrid to operate in these two modes, it is essential to have adequate transition control and it is very important that this transition is made in a continuous and smooth way. The transition takes place at the moments of connection and disconnection of the microgrid with the main grid, where problems such as overvoltage transients, undervoltage and signals of varying frequencies present in the electrical signal can occur. Making this transition smooth means that these negative effects are avoided so that there is no interruption of electricity supply or greater damage to loads or other converters. This work presents the use of Model-Based Predictive Control with Finite Control Set (FCS-MPC) and multivariable cost function as a control methodology, and the use of a virtual resistor so that both are able to contribute to the smooth transition between the islanded mode and grid-connected mode of a single-phase grid forming converter (CFR). In addition, the converter's control strategy uses a Tuned Adaptive Filter (FAS) to perform the functions of a Phase Locked Loop (PLL) and a step of synchronism with the main electrical grid. Together with FCS-MPC, FAS aims to ensure a smooth transition during connection or reconnection when the main grid is restored after failure. On the other hand, the same adaptive filter is used to estimate voltage amplitude and frequency at the Common Coupling Point (PCC), which are monitored by an islanding detection algorithm, and define whether or not there is an islanding condition. The grid forming converter and its control algorithms are simulated in a virtual environment with the software Matlab/Simulink to evaluate its behavior and performance under RL load. The results obtained in simulation show the feasibility of applying the FCS-MPC control, which together with the virtual resistance and the synchronism algorithm result in a satisfactory smooth transition between the operating modes. As part of this work, the hardware of the grid forming converter was designed and assembled to be controlled by a Digital Signal Processor (DSP).

Keywords: Microgrid. Smooth Transition. Finite Control Set Model Predictive Control. Grid-Forming Converter. DSP.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 2.1 – Estágios de um Conversor Utilizado Para Conexão de Sistemas de Geração Distribuída com Características CC à Rede Elétrica | 17 |
| Figura 2.2 – Estágios de um conversor utilizado para conexão de sistemas de geração distribuída com características CA à rede elétrica | 18 |
| Figura 2.3 – Topologia de um Conversor Monofásico em Ponte H com Filtro LCL. | 19 |
| Figura 2.4 – Sistemas de Estágios de Conversores. a) Sistema de 1 estágio; b) Sistema de 2 estágios | 20 |
| Figura 2.5 – Filtro LCL Equivalente a Configuração da Topologia Monofásica. | 22 |
| Figura 2.6 – Conversor Formador de Rede como Fonte de Tensão. | 25 |
| Figura 2.7 – Malha de Controle do Conversor Formador de Rede como Fonte de Tensão. | 26 |
| Figura 3.1 – Microrrede em Modo Ilhado. | 31 |
| Figura 3.2 – Microrrede em Modo Conectado a Rede. | 32 |
| Figura 3.3 – Diagrama com os Modos de Operação de uma Microrrede. | 34 |
| Figura 3.4 – Estrutura do Filtro Adaptativo Sintonizado. | 38 |
| Figura 3.5 – Filtro Adaptativo Sintonizado com o Estimador de Frequência com Extração de Várias Componentes. | 39 |
| Figura 3.6 – Princípio de Operação FCS-MPC: Caso Ideal. | 43 |
| Figura 3.7 – Princípio de Operação FCS-MPC: Caso com Atraso. | 44 |
| Figura 3.8 – Princípio de Operação FCS-MPC: Situação Real. | 45 |
| Figura 3.9 – Filtro LCL para Modelagem do Sistema. | 47 |
| Figura 3.10 – Locais Disponíveis de Posições da Resistência Virtual de Amortecimento de Ressonância. | 50 |
| Figura 4.1 – Esquemático da Proposta de Controle | 52 |
| Figura 4.2 – Fluxograma da Transição do Modo Ilhado para o Modo Conectado | 54 |
| Figura 4.3 – Fluxograma da Transição Entre o Modo Conectado à Rede para o Modo Ilhado. | 57 |
| Figura 4.4 – Estrutura do Filtro Adaptativo LMS. | 60 |
| Figura 4.5 – Circuito Correspondente ao Filtro LCL do Sistema com a Inserção da Resistência Virtual | 64 |
| Figura 4.6 – Simulação do CFR em Modo Ilhado e Sem Carga: Tensão de Saída do Inversor | 67 |

| | |
|---|----|
| Figura 4.7 – Tensão de Saída do Conversor V_{out} Sem Carga | 67 |
| Figura 4.8 – Sinal de Tensão Sintetizado com Carga RL Conectada | 68 |
| Figura 4.9 – Variáveis de Estado do Sistema em Modo Ilhado | 69 |
| Figura 4.10 – Cenário 1: Tensão de Saída do Conversor (V_{out}) e Tensão da Rede (V_{Pcc}) Durante a Transição | 71 |
| Figura 4.11 – Cenário 1: Corrente de Saída do Conversor (I_{out}) e Corrente Fornecida da Rede Principal (I_{Pcc}) | 72 |
| Figura 4.12 – Transição Não Suave com Função Custo Multivariável e Resistência Vir- tual: Tensões | 74 |
| Figura 4.13 – Transição Não Suave com Função Custo Multivariável e Resistência Vir- tual: Correntes | 75 |
| Figura 4.14 – Resultados da Simulação Para o Sincronismo da Tensão da Microrrede com a Rede Elétrica | 76 |
| Figura 4.15 – Transição Suave: Tensões | 78 |
| Figura 4.16 – Transição Suave: Correntes | 79 |
| Figura 4.17 – Variáveis de Estado do Sistema Durante a Transição Suave | 80 |
| Figura 4.18 – Simulação do CFR em Modo Conectado com Carga RL: Tensões | 81 |
| Figura 4.19 – Simulação do CFR em modo conectado com carga RL: Variáveis em Vista da Carga I_{out} e I_{rede} | 82 |
| Figura 4.20 – Simulação do CFR em modo conectado com carga RL: Variáveis de Estado | 83 |
| Figura 4.21 – Simulação da Detecção de Ilhamento | 84 |
| Figura 4.22 – Detecção de Ilhamento | 85 |
| Figura 4.23 – Tempo de Resposta do Algoritmo de Detecção de Ilhamento | 85 |
| Figura 4.24 – Amplitude de Tensão e Frequência da Rede Medidos por PLL no Ilhamento | 86 |
| Figura 4.25 – Correntes I_{out} e I_{Rede} em Vista da Carga na Detecção de Ilhamento | 87 |
| Figura 4.26 – Amplitude de Tensão e Frequência da Rede Medidos por PLL na Reconexão | 88 |
| Figura 4.27 – Reconexão | 89 |
| Figura 4.28 – Modo de Controle Para Reconexão | 89 |
| Figura 4.29 – Correntes I_{out} e I_{Rede} em Vista da Carga na Reconexão | 90 |
| Figura 5.1 – Esquemático do Sistema Completo | 91 |
| Figura 5.2 – Projeto PCB no <i>software</i> Altium Designer | 92 |
| Figura 5.3 – Resultado Prático da PCB | 93 |

| | |
|---|-----|
| Figura 5.4 – Placa Principal - Barramento DC, IGBT's e Filtro de Saída do Inversor. . . | 94 |
| Figura 5.5 – Placa Principal - DSP, <i>Driver's</i> e Buffers. | 96 |
| Figura 5.6 – Placa Principal - Sensores. | 97 |
| Figura 5.7 – Placa Principal - Relés de Conexão e Led's Indicativos. | 98 |
| Figura 5.8 – PCB do <i>driver</i> . a) Perspectiva 2D; b) Perspectiva 3D | 100 |
| Figura 5.9 – Resultado Prático da PCB do <i>Driver</i> | 100 |
| Figura 5.10 – DSP LAUNCHXL-F2837D | 101 |
| Figura 5.11 – Resultado Final do Projeto da PCB | 101 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 3.1 – Possíveis Estados de Chaveamento para a Topologia do Conversor Mono-fásico em Ponte H. | 46 |
| Tabela 4.1 – Parâmetros do Circuito de Potência | 65 |
| Tabela 4.2 – Parâmetros do Sistema de Controle | 65 |
| Tabela 4.3 – Para Teste no Cenário 1 | 70 |
| Tabela 4.4 – Para Teste do Cenário 2 | 73 |
| Tabela 4.5 – Para Teste do Cenário 4 | 77 |

SUMÁRIO

| | | |
|----------------|--|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 12 |
| 1.1 | Objetivo Geral | 15 |
| 1.1.1 | Objetivos Específicos | 15 |
| 1.2 | Organização do Trabalho | 15 |
| 2 | CONVERSORES ELETRÔNICOS PARA MICRORREDES | 17 |
| 2.1 | Introdução | 17 |
| 2.2 | Topologia de Conversores Eletrônicos | 18 |
| 2.3 | Filtros de Saída para Conversores CC-CA | 21 |
| 2.4 | Classificação de Conversores Eletrônicos | 23 |
| 2.4.1 | Conversores Formadores de Rede - CFR | 24 |
| 2.5 | Conclusões | 27 |
| 3 | CONTROLE DE CONVERSORES PARA TRANSIÇÃO ENTRE OS MODOS DE OPERAÇÃO | 28 |
| 3.1 | Introdução | 28 |
| 3.2 | Modos de Operação de uma Microrrede | 30 |
| 3.2.1 | Modo Ilhado | 31 |
| 3.2.2 | Modo Conectado à Rede | 32 |
| 3.2.3 | Modo de Transição | 33 |
| 3.2.3.1 | Desconexão e Conexão da Microrrede com a Rede Principal | 34 |
| 3.3 | Algoritmos de Sincronismo | 36 |
| 3.3.1 | Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência (FAS-Estimador) | 37 |
| 3.4 | Deteção de Ilhamento | 40 |
| 3.5 | Controle Preditivo | 41 |
| 3.5.1 | Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC) | 42 |
| 3.5.2 | Princípio de Operação do FCS-MPC | 42 |
| 3.5.3 | Estados de Chaveamento do Conversor Formador de Rede Monofásico | 46 |
| 3.5.4 | Função Custo | 46 |
| 3.6 | Aplicação do FCS-MPC: Controle de um Conversor Formador de Rede com Filtro de Saída LCL | 47 |
| 3.6.1 | Modelo Matemático | 47 |

| | | |
|-------|---|-----------|
| 3.6.2 | Amortecimento de Ressonância - Resistência Virtual | 49 |
| 3.7 | Conclusões | 51 |
| 4 | IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE FCS-MPC PARA TRANSIÇÃO SUAVE ENTRE OS MODOS ILHADO E CONECTADO À REDE | 52 |
| 4.1 | Introdução | 52 |
| 4.2 | Metodologia Proposta | 52 |
| 4.2.1 | Algoritmo Desenvolvido Para o Sincronismo | 55 |
| 4.2.2 | Algoritmo Desenvolvido Para a Detecção de Ilhamento | 57 |
| 4.3 | Definição da Função Custo | 58 |
| 4.4 | Obtenção dos Sinais de Referência | 60 |
| 4.4.1 | Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS | 60 |
| 4.4.2 | Modo Ilhado: Referência da Tensão no Capacitor (V_c^*) e da Corrente no Inversor (I_{inv}) | 61 |
| 4.4.3 | Modo Conectado à Rede: Referência da Corrente (I_{out}), da Tensão no Capacitor (V_c) e da Corrente no Inversor (I_{inv}) | 63 |
| 4.5 | Resistência Virtual para Amortecimento de Ressonância | 64 |
| 4.6 | Implementação no MATLAB/ <i>Simulink</i> | 65 |
| 4.7 | Operação em Modo Ilhado sem Carga | 66 |
| 4.8 | Operação em Modo Ilhado com Carga RL | 68 |
| 4.9 | Transição do Modo Ilhado para o Modo Conectado à Rede | 69 |
| 4.9.1 | Cenário 1: Transição com o FCS-MPC Operando com a Função Custo Tradicional sem Algoritmos Auxiliares | 70 |
| 4.9.2 | Cenário 2: Transição com Função Custo Multivariável e Resistência Virtual | 73 |
| 4.9.3 | Algoritmo de Sincronismo | 76 |
| 4.9.4 | Cenário 3: Transição com Função Custo Multivariável, Resistência Virtual e Algoritmo de Sincronismo | 77 |
| 4.10 | Operação em Modo Conectado à Rede com Carga RL | 81 |
| 4.11 | Detecção de Ilhamento e Transição do Modo Conectado à Rede para o Modo Ilhado | 83 |
| 4.12 | Reconexão | 87 |
| 4.13 | Conclusões | 90 |

| | | |
|--------------|--|------------|
| 5 | PROJETO DE UMA PLACA ELETRÔNICA PARA O CONVERSOR FORMADOR DE REDE | |
| | FORMADOR DE REDE | 91 |
| 5.1 | Projeto do Conversor Formador de Rede | 91 |
| 5.1.1 | Projeto da Placa Principal | 92 |
| 5.1.2 | Driver Isolado | 99 |
| 5.1.3 | Processador Digital de Sinais - DSP | 100 |
| 5.2 | Protótipo do Conversor Formador de Rede | 101 |
| 6 | CONCLUSÃO | 103 |
| 6.1 | Trabalhos Futuros | 104 |
| 6.2 | Publicações | 105 |
| | REFERÊNCIAS | 106 |

1 INTRODUÇÃO

Um sistema de energia elétrica composto por gerações distribuídas (GDs), sistemas de armazenamento de energia, cargas e uma forma adequada de controle pode ser definido como uma microrrede. Atualmente, com uma crescente preocupação com a sustentabilidade, a utilização de GDs com fontes de energias renováveis vem se tornando o principal tipo de geração utilizada neste sistema elétrico controlado.

Uma microrrede pode operar conectada à rede elétrica principal, realizando troca de potências, e também em modo ilhado de forma autônoma. Este último significa a formação de sua própria rede ao determinar uma referência de tensão e frequência, como unidade separada, atendendo a necessidades de suprimento de cargas locais ou nas proximidades (WANG et al., 2011; ROCABERT et al., 2012; PANDA; BABU, 2013). Portanto, é necessário que se tenha um esquema de controle apropriado, ou um conversor capaz de gerir esta microrrede, para garantir uma operação estável e resiliente (XU et al., 2017).

Uma das principais questões em uma microrrede e seus conversores está relacionada ao controle de transição adequada entre os modos conectado e ilhado (TALAPUR et al., 2018). Nesta transição, podem ocorrer problemas como transitórios de sobretensão, subtensão e frequências harmônicas presentes no sinal elétrico, e devem ser evitados para que não haja interrupção de fornecimento de energia às cargas (WANICHROJANARAT; WIRASANTI, 2018).

A transição dos modos da microrrede ocorre nos momentos de conexão e desconexão da rede. A conexão é sempre planejada e geralmente utiliza uma malha de controle de fase (*Phase Locked Loop* - PLL) para sincronizar a tensão da microrrede em relação à da rede principal. Já a desconexão pode ser planejada ou não. Uma desconexão planejada pode ser usada em momentos de manutenção, por exemplo, e os operadores ajustam todos os parâmetros da microrrede antes de desconectar o sistema da rede principal. Por outro lado, uma desconexão não planejada ocorre repentinamente devido à falha no lado da rede principal, onde um algoritmo de detecção de ilhamento, que monitora a tensão da rede, detecta esta falha e realiza o ilhamento do conversor. Assim, um sistema de controle robusto deve ser utilizado para garantir o funcionamento da microrrede em modo isolado não havendo interrupção no fornecimento de energia (WANICHROJANARAT; WIRASANTI, 2018).

Entre a microrrede e a rede principal, existe o Ponto de Acoplamento Comum (PCC) e a transição pode ser alcançada por meio do controle de uma única chave, visando a conexão e desconexão (D'AGOSTINO et al., 2017). O acionamento desta chave depende da hierarquia de

controle adotada nesta microrrede, mas muitas vezes pode ser executado diretamente por um conversor eletrônico responsável por gerenciá-la. O objetivo principal deste conversor não é só entregar potência, mas sim gerar as referências de controle para os demais conversores no modo ilhado e identificar problemas com a rede principal, como as condições de ilhamento. Além disso, é responsável por realizar o ligamento/desligamento desta chave visando garantir as transições entre os modos de operação da microrrede. De acordo com Rocabert et al. (2012), este conversor pode ser classificado como um Conversor Formador de Rede (CFR).

Dentre várias técnicas de controle para Conversores Formadores de Rede ou conversores tipo fonte de tensão, as mais comuns são utilizando controladores PI's em cascata por meio da utilização da referência síncrona (ROCABERT et al., 2012). Mas atualmente, com a evolução das tecnologias de controle mais modernos tem-se utilizado bastante técnicas de controle do tipo preditivo. Dentre as várias classes do controle preditivo – a exemplo dos controles *dead-beat*, baseado em histerese e baseado em trajetória – destaca-se por sua versatilidade o controle baseado em modelo que será foco deste trabalho (KOURO et al., 2009).

Na literatura existem várias aplicações com uso do Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC - *Model Predictive Control*), incluindo algumas revisões bibliográficas dessas aplicações (VAZQUEZ et al., 2014; BORREGGINE et al., 2019). Exemplos recentes da versatilidade de aplicação MPC podem ser vistos em Leng e Liu (2017) onde o controle preditivo é aplicado em um conversor *Buck*; Ferreira (2016) que utiliza o MPC como controle para compensação dinâmica de reativo com filtro híbrido; Eini e Abdelwahed (2019) onde é apresentada uma estratégia de controle preditivo para um pêndulo invertido rotacional não linear e com incertezas de modelo; e Guimarães (2019) que apresenta o controle para operação de um conversor formador de rede em modo ilhado.

O Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC) não é uma técnica nova, mas tem chamado bastante atenção devido a sua utilização em conversores eletrônicos nos últimos anos. Uma das categorias deste controle, denominada MPC com conjunto de controle finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*), aproveita do número finito de possíveis comutações das chaves de um inversor para reduzir os cálculos e o tempo de processamento do MPC. Dessa forma, o procedimento de previsão é limitado a apenas este número de estados fixo, e um deles será selecionado após o processo de minimização de uma função custo. A função custo é definida de acordo com o comportamento do sistema, por meio das variáveis que se deseja controlar (CORTES et al., 2008).

Uma das principais vantagens do FCS-MPC é sua facilidade em incluir mais de uma variável de controle e/ou restrições na função custo (VAZQUEZ et al., 2014). A definição da função custo é chave para o correto funcionamento do conversor. Portanto, deve ser feita de forma adequada para garantir a escolha de um estado de chaveamento ótimo que atenda as características de controle desejadas, sem causar ressonâncias e outros desvios da referência de controle. Nela é possível utilizar limitadores para as variáveis de controle, e inserir pesos para cada termo, no caso de uma função custo multivariável, por exemplo. Geralmente, para transição entre os modos, uma das ferramentas apresentadas na literatura são as técnicas para limitação de corrente, como apresentado em Babqi e Etemadi (2017). Estes limitadores de corrente ficam responsáveis por evitar estes picos durante a transição. Assim, nos momentos de transição pode haver instabilidade no sinal de tensão, causando picos de corrente, e consequente dano nas cargas e no sistema.

Tradicionalmente, a função custo de conversores conectados à rede controlados pelo FCS-MPC utiliza referência de corrente ou potência ativa e reativa (DRAGIČEVIĆ, 2018). Este tipo de função custo é amplamente utilizada quando o conversor possui apenas filtro L (indutivo) em sua saída. Entretanto, para conversores filtros de saída LC e LCL, os problemas de ressonância e instabilidade são acentuados e muito comuns, devido ao fato do FCS-MPC possuir frequência de chaveamento variável (SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013). Para melhorar a qualidade da corrente e evitar problemas de ressonância ou instabilidades, Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) propõem o uso de funções custo que utilizam mais de uma variável de estado (multivariáveis) como referência de controle.

De forma análoga, os conversores que operam em modo ilhado como formadores de rede, em geral, utilizam apenas uma referência de tensão na função custo (DRAGIČEVIĆ, 2018) e estão susceptíveis aos mesmos problemas. Guimarães (2019) adapta o conceito de Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) e utiliza a função custo multivariável para melhorar as características da tensão aplicadas à conversores formadores de rede que operam de forma ilhada. Entretanto, nenhum destes trabalhos abordam a transição entre diferentes modos de operação do CRF.

Neste cenário, a proposta e principal contribuição deste trabalho é utilizar o FCS-MPC com uma função custo multivariável que muda os pesos dados a tensão e a corrente, priorizando o controle de tensão no modo ilhado e controle de corrente no modo conectado à rede. Em conjunto deste controle são utilizados algoritmos de sincronismo e detecção de ilhamento, além da inserção de uma resistência virtual no sistema para amortecimento de ressonância. A novidade

está na combinação destes algoritmos de controle que resulta em uma transição suave entre os modos de operação de uma microrrede.

1.1 Objetivo Geral

Este trabalho, tem como principal objetivo simular o controle FCS-MPC em um conversor, para assim realizar uma transição suave entre o modo de operação ilhado e conectado à rede. Por meio da pesquisa realizada propõe-se uma alternativa na forma de controle de transição entre modos de operação de uma microrrede gerenciada por um conversor formador de rede.

1.1.1 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos do trabalho são:

- a) Simulação de algoritmo de sincronismo;
- b) Simulação de algoritmo de detecção de ilhamento;
- c) Desenvolvimento do *hardware* do conversor formador de rede.

1.2 Organização do Trabalho

Este texto está organizado conforme os capítulos a seguir.

Capítulo 2 - Conversores Eletrônicos Para Microrredes: apresenta uma revisão na literatura sobre as principais topologias de conversores eletrônicos, principalmente utilizados em microrredes e filtros de saída. Será apresentado a classificação dos conversores e algumas topologias existentes para interligá-los a rede principal. Por fim, é apresentada uma descrição mais aprofundada da topologia do Conversor Formador de Rede, que é o utilizado neste trabalho.

Capítulo 3 - Controle de Conversores Para Transição Entre os Modos de Operação: apresenta uma breve introdução, os modos de operações de uma microrrede e algoritmos de sincronismo com foco no FAS-Estimador. É apresentado o controle preditivo baseado em modelo com seu princípio de operação, estados de chaveamento e função custo. Em seguida inicia a descrição do FCS-MPC onde é apresentado o modelo matemático para o conversor com filtro LCL.

Capítulo 4 - Implementação do Controle FCS-MPC Para Transição Suave Entre os Modos Ilhado e Conectado à Rede: neste capítulo é apresentada a proposta da metodologia de controle, por meio da utilização de uma função custo multivariável e os algoritmos de sincronismo e detecção de ilhamento. São definidos os parâmetros da função custo e a obtenção dos sinais de referência com a utilização de um Filtro Adaptativo Sintonizado LMS. A resistência virtual utilizada no trabalho para amortecimento de ressonância é contextualizada e sua localização no sistema apresentada. Por fim, segue-se a etapa de testes onde são simulados vários cenários de controle e operação .

Capítulo 5 - Projeto de uma Placa Eletrônica para Conversor Formador de Rede: apresenta o desenvolvimento do projeto de uma placa eletrônica desenvolvida em circuito impresso para o conversor do trabalho.

Capítulo 6 - Conclusão: neste capítulo é finalizado o trabalho por meio de uma conclusão geral.

2 CONVERSORES ELETRÔNICOS PARA MICRORREDES

2.1 Introdução

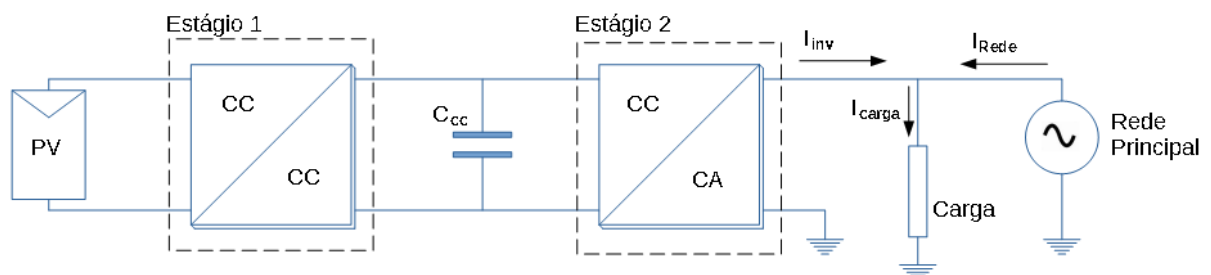
Conversores eletrônicos podem ser utilizados para conectar diversos tipos de fontes de geração distribuída à rede elétrica. Existem várias topologias de conversores, com variados arranjos e filtros que devem ser adequados para cada situação desejada, a fim de fornecer uma forma de onda ideal de tensão mais próxima possível de uma senoidal em sua saída (RASHID, 1999).

Nas microrredes, as fontes de geração distribuídas tipicamente CC, como as fotovoltaicas por exemplo, comumente utilizam um conversor CC-CC juntamente com um conversor CC-CA, para viabilizar a conexão com a rede elétrica, como apresentado na Figura 2.1. Desta forma, o primeiro estágio deste conversor deve ser um conversor CC-CC, que visa adequar/controlar os níveis de tensão CC.

Em vista que as redes de energia elétrica convencionais são em CA, para que haja conexão desta fonte de geração distribuída, há a necessidade de realizar uma conversão da tensão CC para uma tensão CA compatível com a rede. Um conversor CC-CA realiza esta conversão (FIGURA 2.1), considerando esta etapa como segundo estágio (KROPOSKI; BASSO; DEBLASIO, 2008). Além disso, é neste estágio que é realizado o sincronismo da tensão do conversor com a tensão da rede principal da concessionária (SAMPAIO et al., 2013).

Independente do tipo de fonte de geração distribuída, e do conversor utilizado no primeiro estágio, onde acontece a primeira adaptação de energia gerada pela geração distribuída, a tensão gerada na saída será sempre controlada pelo conversor CC-CA do segundo estágio.

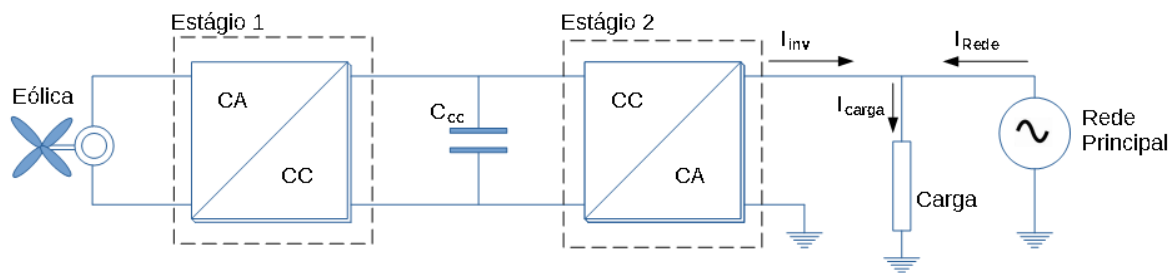
Figura 2.1 – Estágios de um Conversor Utilizado Para Conexão de Sistemas de Geração Distribuída com Características CC à Rede Elétrica



Fonte: Adaptado de Bonaldo et al. (2015)

Já as fontes de geração distribuída com características CA, como as eólicas por exemplo, em um dos seus arranjos utilizam um conversor CA-CC (retificador) em seu primeiro estágio, como apresentado na Figura 2.2. Após a retificação, um conversor CC-CA é utilizado no segundo estágio exercendo as mesmas funções daquele descrito para a configuração da Figura 2.1.

Figura 2.2 – Estágios de um conversor utilizado para conexão de sistemas de geração distribuída com características CA à rede elétrica



Fonte: Adaptado de Bonaldo et al. (2015)

Independente da topologia utilizada, as principais funções de um conversor eletrônico em uma microrrede é manter um conjunto adequado de tensões sob todas as condições de operação da rede e da carga. Gerar e despachar energia, compartilhar a demanda de energia com outros sistemas de geração distribuída, e por fim sincronizar a microrrede com o sistema elétrico no instante da conexão (GAUTAM; P, 2014).

Este capítulo apresenta a topologia do conversor eletrônico utilizado neste trabalho, com foco no estágio de conversão CC-CA, apresenta sobre filtros utilizados na saída deste tipo de conversor e mostra sobre a classificação dos conversores eletrônicos.

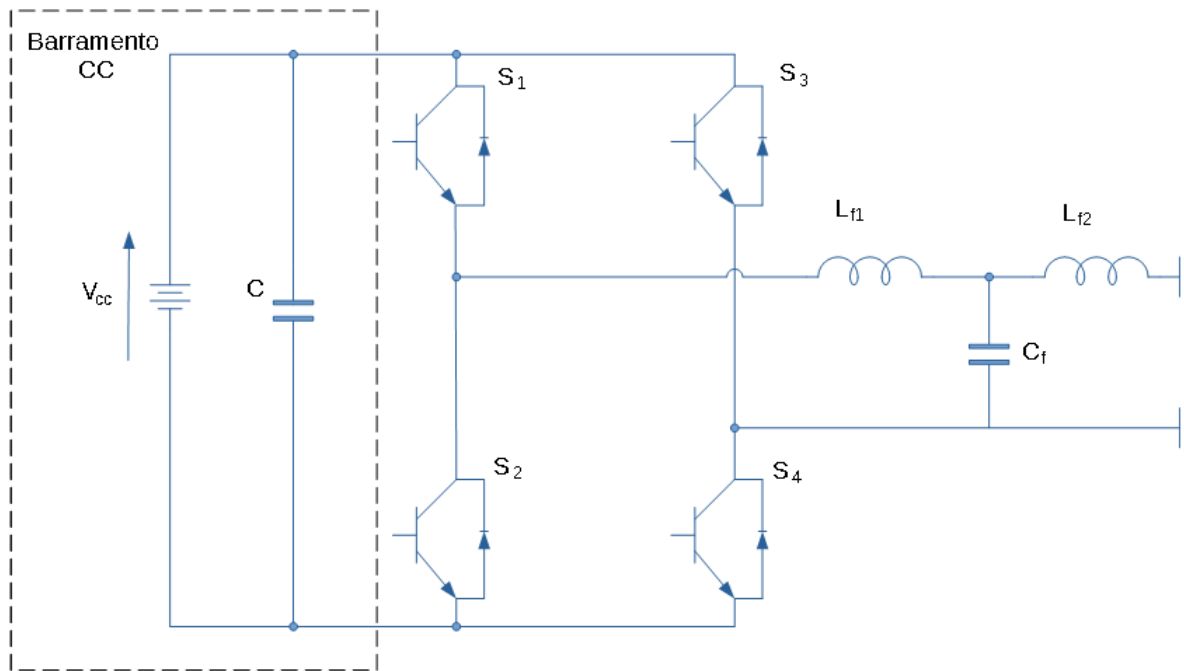
2.2 Topologia de Conversores Eletrônicos

Os conversores eletrônicos conectados à rede ou não, seja para qualquer fonte de geração distribuída que esteja alimentando-os, podem ser construídos com diversas configurações. A utilização de determinada configuração deve ser adequada ao projeto em que está sendo desenvolvido, e esta sessão contextualiza a topologia utilizada neste trabalho, configuração de um conversor monofásico de um estágio com ponte completa.

De acordo com a expansão das redes elétricas, a importância da utilização, configuração e o número de conversores de energia têm aumentado. Esashika, Natori e Sato (2019) em seu trabalho apresentam três tipos de topologias de conversores: as trifásicas CA, as monofásicas CA e as de fornecimento CC. E a escolha de tal topologia é feita conforme a faixa de potência desejada ou por sua aplicação.

Para uma aplicação em baixa potência, a topologia monofásica é bastante adequada. A configuração mais utilizada neste sistema é a ponte H ou ponte completa monofásica (GUIMARÃES, 2019). A Figura 2.3 ilustra a topologia utilizada de um conversor monofásico em ponte H.

Figura 2.3 – Topologia de um Conversor Monofásico em Ponte H com Filtro LCL.



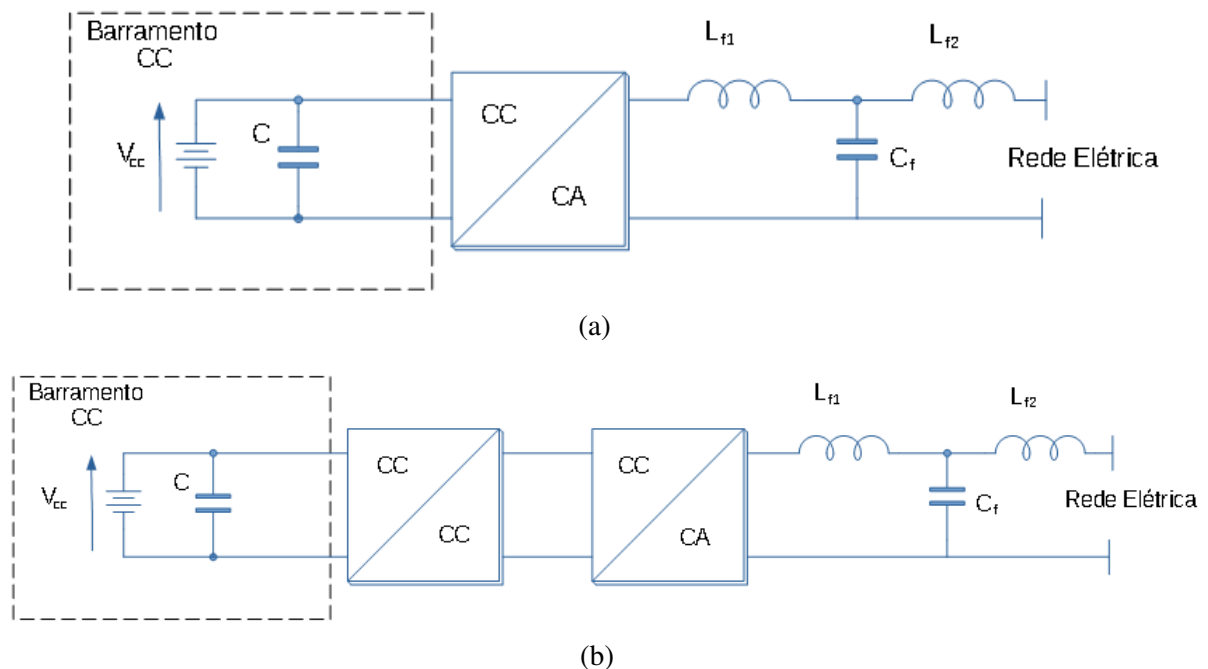
Fonte: Do Autor (2022)

Na literatura existem muitos artigos que tratam dos inversores trifásicos se comparado com os monofásicos, contudo, atualmente a configuração de ponte completa monofásica vem sendo bastante estudada também para diversos outros trabalhos. Em Tina e Celsa (2015) é apresentado um estudo completo, em ambiente simulado, de um inversor monofásico em ponte H conectado à rede, por meio de uma fonte que provém de um sistema fotovoltaico, e utilização do controle orientado a tensão para controle do fluxo de potência a partir da Transformada de Park. Ananna et al. (2015) apresenta em seu trabalho um inversor CC-CA monofásico em ponte H, de baixa distorção e baixo ruído com a implementação de um filtro LCL, aplicado à um sistema de microrrede residencial. Em Guimarães (2019), para a mesma topologia monofásica, é realizado um projeto simulado e prático de um conversor formador de rede, trabalhando em modo ilhado, por meio do controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito para criar uma referência de tensão.

Tanto nas categorias monofásicas quanto nas trifásicas, podem ser encontrados os sistemas de um estágio ou de dois estágios. Os sistemas de um único estágio utilizam um único conversor, que recebe uma tensão já adequada de uma ou mais fontes de geração distribuída. Já os sistemas de dois estágios, possuem 2 conversores, onde o conversor de primeiro estágio é conectado diretamente à fonte de geração distribuída, e ele é necessário para adequar o nível de tensão desta fonte para aquela referida na entrada do segundo estágio (VILLALVA et al., 2010).

A Figura 2.4 ilustra os sistemas de conversores com um e dois estágios consecutivamente.

Figura 2.4 – Sistemas de Estágios de Conversores. a) Sistema de 1 estágio; b) Sistema de 2 estágios



Fonte: Do Autor (2022)

Um exemplo de utilização de um sistema em dois estágios pode ser visto em Chen, Burgos e Boroyevich (2017), onde essa topologia é usada como forma de desacoplamento de tensões entre sistemas CA e CC conectados. O conversor deste autor inclui um estágio CA-CC de ponte completa e um estágio CC-CC de ponte completa.

Além das topologias com um estágio e configurações singulares, que são as com um nível só, topologias multiníveis e configurações paralelas são métodos que aumentam os recursos de conversores, fornecendo formas de ondas de saída senoidal com a menor quantidade possível de ruído *electromagnetic interference* (EMI) (CORREA-BETANZO et al., 2016). Porém, por

fugir do escopo do trabalho não serão tratadas configurações mais extensas neste trabalho além da topologia com um único estágio.

Independente da configuração escolhida, a utilização de um filtro na saída do conversor é essencial, e será este o assunto tratado no tópico a seguir.

2.3 Filtros de Saída para Conversores CC-CA

A forma de onda da tensão de saída de um conversor CC-CA (inversor) ideal, como já prescrito, deve ser senoidal. Na prática, porém, ela não é senoidal e possui harmônicos. Por meio de técnicas de chaveamento, com a disponibilidade de dispositivos semicondutores de potência de alta velocidade, e também por meio de filtros passivos, os conteúdos harmônicos da tensão de saída podem ser significativamente minimizados (RASHID, 1999).

Um conversor para se conectar à rede elétrica ou se já estiver conectado a ela, deve cumprir vários padrões que definem parâmetros de qualidade de energia. Um desses parâmetros trata-se da Distorção Harmônica Total (THD). Portanto, algumas topologias de filtros passivos são utilizados na saída do inversor para reduzir a THD e conseqüentemente melhorar a qualidade da tensão gerada.

Os filtros L (indutivo), LC (indutivo-capacitivo) e LCL (indutivo-capacitivo-indutivo) são geralmente usados em aplicações com inversores. A escolha da topologia de filtro mais adequada depende da aplicação do conversor. Os filtros L e LCL são geralmente usados para conversores que possuem controle de corrente e os filtros LC são usados para sistemas que requerem controle de tensão (NARDI et al., 2015).

O filtro indutivo (L) possui uma atenuação de -20 dB/dec após a frequência de corte e, devido à simplicidade de controle e implementação, esse filtro é amplamente utilizado em conversores alimentadores de rede. Devido à sua atenuação de -20 dB/dec, este filtro deve ser utilizado em conversores com alta frequência de chaveamento para fornecer uma boa atenuação das distorções harmônicas, principalmente para redes com alta impedância (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009). Por outro lado, tem-se que ponderar que altas frequências de chaveamento aumentam as perdas de comutação em conversores eletrônicos (Wang et al., 2010).

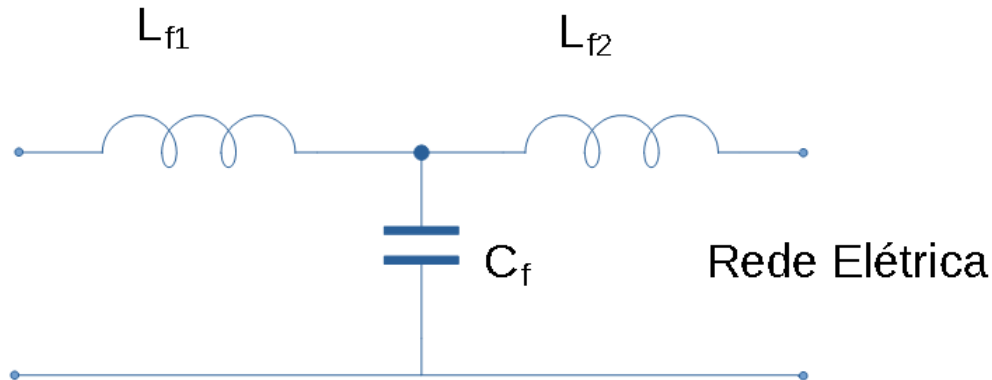
O filtro LC, por sua vez, possui uma atenuação de -40 dB/dec após a frequência de corte, e é indicado para sistemas que precisam de uma boa regulação de tensão sob diferentes cargas

(KIM; SUL, 2009). No entanto, o uso de filtro LC pode causar alguns problemas referentes a ressonância entre o indutor e o capacitor (BOLSENS et al., 2004; NARDI et al., 2015).

Por fim, o filtro LCL é um filtro de terceira ordem, composto por dois indutores e um capacitor. Possui atenuação de -60 dB/dec após a frequência de corte. Este filtro fornece baixa ondulação de corrente no indutor do lado da rede e boa atenuação harmônica para pequenos valores de indutância e capacitância (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005).

O uso desta última topologia é indicado para os conversores eletrônicos conectados à rede, devido à sua boa taxa de atenuação da distorção harmônica de corrente (MASSING et al., 2012). Ao se comparado com o filtro L, o filtro LCL possui melhor capacidade de atenuação de harmônicos de alta ordem e melhores características dinâmicas (BAO et al., 2014; JIA; ZHAO; FU, 2014). Além disso, o filtro LCL oferece bons resultados em conversores de alta potência, onde a frequência de comutação é limitada devido a perdas (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009). A Figura 2.5 apresenta a configuração do filtro LCL utilizado neste trabalho.

Figura 2.5 – Filtro LCL Equivalente a Configuração da Topologia Monofásica.



Fonte: Do Autor (2022)

Sampaio et al. (2013) em seu trabalho desenvolve um inversor monofásico para geração distribuída conectada à rede, com injeção de potência ativa e capacidade de compensação reativa, utilizando a topologia de ponte completa e com filtro LCL. Uma nomenclatura bastante utilizada para as características da microrrede deste último autor é chamada de FB-VSI-LCL (*Full Bridge Voltage Source Inverter with LCL filter*), descrita como inversor monofásico em ponte completa com filtro LCL, que é também a nomenclatura considerada neste trabalho.

Um dos pontos negativos ao se utilizar um filtro LCL trata-se da ressonância inerente a este tipo de filtro, que aumenta a complexidade da estratégia de controle. A ressonância piora

o desempenho do sistema devido ao aumento da distorção da tensão e corrente (FERREIRA, 2016), e por conseguinte pode levar o sistema de controle à instabilidade. Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) apresentam cálculos para encontrar duas frequências de ressonância f_{res1} e f_{res2} que são introduzidas na planta devido a utilização deste filtro, onde seus valores podem ser encontrados por meio das equações a seguir.

$$f_{res1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}} \quad (2.1)$$

$$f_{res2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{CL_2}} \quad (2.2)$$

Estas ressonâncias introduzidas pelo filtro precisam ser devidamente amortecidas ou eliminadas, pois caso sejam excitadas poderão ser amplificadas. Uma solução é utilizar técnicas ativas ou passivas, no qual a técnica de amortecimento ativo de ressonância, por meio da inserção de resistência virtual será apresentada posteriormente e utilizada neste trabalho. Essas técnicas de amortecimento de ressonância são imprescindíveis para sistemas de controle, como o FCS-MPC, por exemplo, que não apresentam frequência de chaveamento constante (SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013).

2.4 Classificação de Conversores Eletrônicos

A classificação de conversores eletrônicos é dada de acordo com seu papel em uma microrrede. Rocabert et al. (2012) em seu trabalho, introduz e discute os principais recursos de operação e esquemas de controle de forma detalhada para cada classificação dos conversores. Os autores, classificam os conversores de acordo com a sua função na microrrede em: conversor alimentador de rede (CAR), conversor de suporte à rede (CSR) e conversor formador de rede (CFR).

Os CARs são projetados principalmente para entregar potência a uma rede energizada. Eles podem ser representados como uma fonte de corrente ideal conectada à rede, em paralelo com uma alta impedância. Nesta aplicação, esta fonte de corrente deve estar perfeitamente sincronizada com a tensão CA no ponto de acoplamento, para regular com precisão a potência ativa e reativa trocada com a rede (ROCABERT et al., 2012).

Os CSRs podem ser representados como uma fonte de corrente CA ideal em paralelo com uma impedância, ou como uma fonte de tensão CA ideal em série com uma impedância. Estes conversores, modificam sua entrega de potências de forma a ajudar na regulação da tensão e da frequência da rede, mantendo-os próximos aos valores nominais (ROCABERT et al., 2012).

Os CFRs podem ser representados como uma fonte de tensão CA ideal com uma baixa impedância de saída. Eles entregam referência de tensão com uma dada amplitude V^* e frequência ω^* para uma rede local utilizando uma malha de controle adequada, além de monitorar o ponto de acoplamento comum e decidir quando se conectar e desconectar da rede elétrica quando forem o caso (ROCABERT et al., 2012).

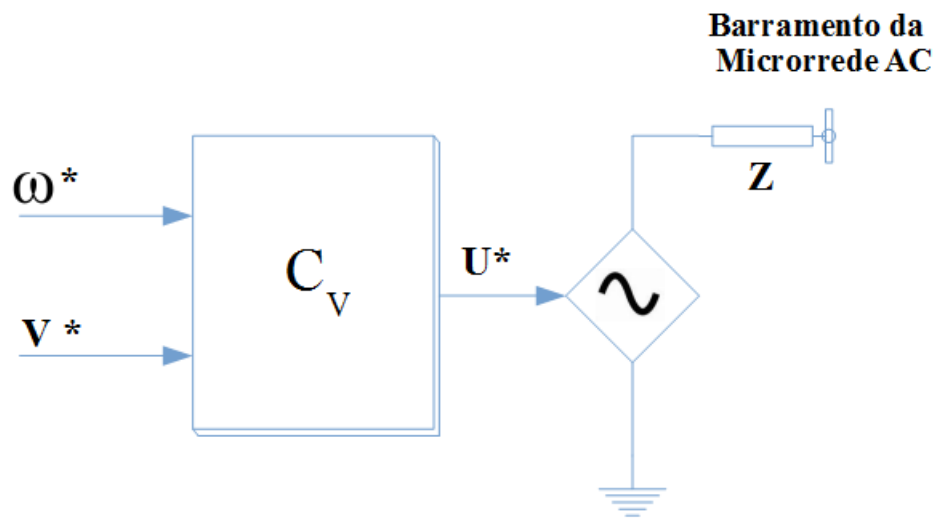
Por ser o utilizado neste trabalho, como sendo o conversor a executar os algoritmos de sincronismo, realizar a conexão e desconexão com a rede elétrica, o conversor formador de rede é descrito de forma mais detalhada no tópico seguinte.

2.4.1 Conversores Formadores de Rede - CFR

Os conversores podem ser controlados de várias maneiras para que executem diferentes funções dentro das microrredes. Alguns não podem operar em redes isoladas, desconectadas da rede. Portanto, existem os conversores apropriados para tal função. Esses são os formadores de rede e normalmente são associados a um sistema de armazenamento de energia. Seu objetivo principal é fornecer uma referência de tensão à microrrede, para que demais conversores continuem fornecendo energia independentemente da presença da rede principal (GONZATTI et al., 2014).

Como dito em Rocabert et al. (2012), este conversor é controlado como fonte de tensão ideal e baixa impedância de saída. O conversor é responsável por criar uma referência de tensão U^* , com frequência e amplitude de regulação da microrrede, no momento em que a rede principal estiver desligada e a microrrede estiver trabalhando no modo ilhado. Considerando V^* como referência de amplitude de tensão e a frequência como ω^* , os autores apresentam a representação deste conversor como fonte de tensão, conforme Figura 2.6.

Figura 2.6 – Conversor Formador de Rede como Fonte de Tensão.



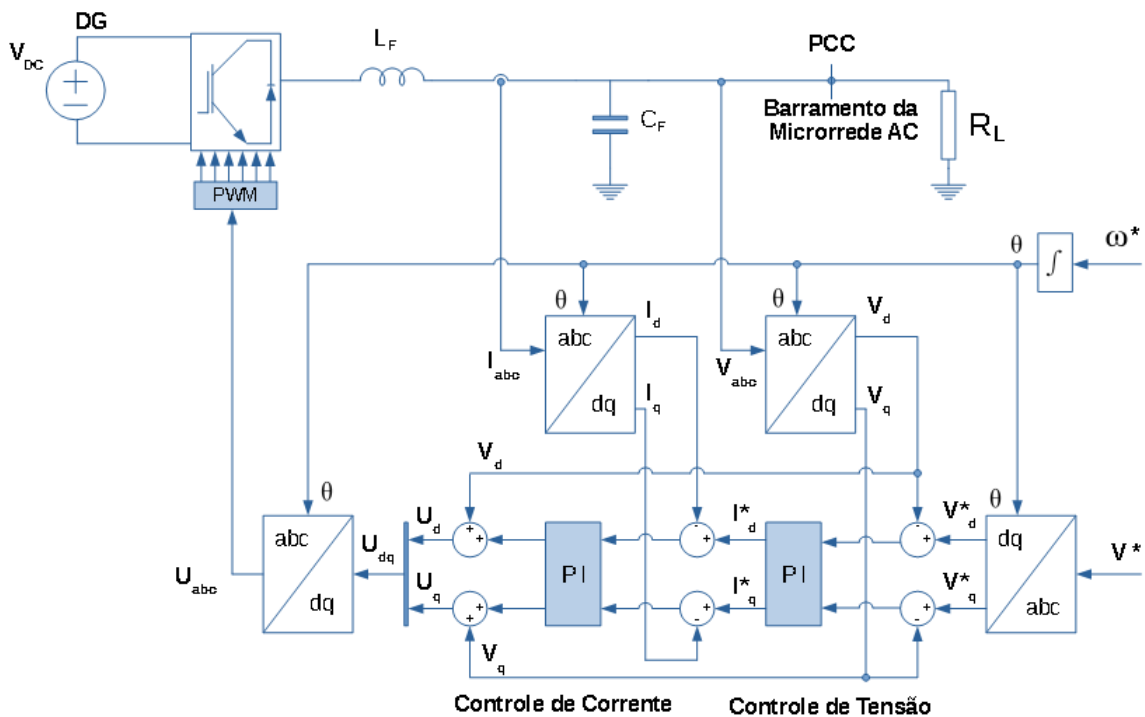
Fonte: Adaptado de Rocabert (2012)

O CFR é responsável por manter a tensão da microrrede. Um exemplo de um conversor que forma uma rede pode ser um *no-break* em espera (ROCABERT et al., 2012), sendo capaz de realizar a alteração dos modos conectado e ilhado de forma estável e sem falhas, sempre que a rede principal estiver desconectada. Ele deve ser capaz de realizar a detecção de falhas na rede, realizar comandos de sincronização, conexão e desconexão da rede (DONG et al., 2012).

Desta forma, a malha de controle implementada no conversor deve ser robusta e precisa. Um exemplo de um controlador para um conversor formador de rede é dado por Rocabert et al. (2012), onde seu controle é implementado utilizando dois controladores PI (Proporcional-Integral) em cascata, trabalhando no sistema de referência dq . A Figura 2.7 apresenta a proposta de controle do autor.

As entradas para o sistema de controle mostrado na Figura 2.7 são a referência de amplitude da tensão V^* e frequência ω^* a ser formada pelo conversor. A malha de controle externa é responsável pela regulação da tensão de saída, onde nesta malha, ao passar uma referência de amplitude de tensão e transformá-la para o sistema de coordenadas dq , é obtido um erro entre a referência (V_{dq}^*) e a tensão medida (V_{dq}). Este erro é entrada para um controlador PI cuja saída estabelece uma referência atual da corrente (I_{dq}^*). Esta referência de corrente passa por um somador e segue para uma malha interna de controle de corrente, a qual contém outro controlador PI que obtém o sinal de controle a ser modulado para acionar as chaves do IGBT. Neste sistema, θ é o ângulo de fase, L_F e C_F são o indutor e o capacitor do filtro LC, respectivamente.

Figura 2.7 – Malha de Controle do Conversor Formador de Rede como Fonte de Tensão.



Fonte: Adaptado de Rocabert et al. (2012)

O primeiro circuito, dado por controle de tensão, controla a tensão da rede para corresponder ao seu valor de referência, enquanto que o segundo circuito de controle, controle de corrente, regula a corrente fornecida pelo conversor. Desta forma, a corrente controlada flui pelo indutor L_F e carrega o capacitor C_F para que a tensão de saída seja mantida próxima da referência fornecida ao circuito de controle de tensão.

Atualmente, vem sendo desenvolvido novos métodos em malhas de controle para que melhore a eficiência e precisão dos conversores. No trabalho de Gonzatti et al. (2014), é apresentado a implementação prática de um conversor formador de rede, monofásico de 5 kVA, utilizando a Referência Síncrona Modificada como estrutura base de controle do conversor. Foi utilizado pelos autores um banco de baterias como sistema de armazenamento de energia, para manter o suprimento de energia em cargas e a continuidade de geração de sistemas fotovoltaicos, mesmo sem a presença da rede principal, ou seja, trabalhando em modo ilhado.

Guimarães (2019) em seu trabalho, desenvolve um conversor formador de rede para operar em modo ilhado, utilizando o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC). Este controle foi validado por simulação e de forma prática por meio de cargas lineares, não lineares e com variações nas referências de tensão e carga, obtendo

resultados aceitáveis de controle e robustez frente a variação dos parâmetros, capacidade de rejeição de distúrbios e com dinâmicas rápidas. Devido a estas características, este controlador se mostra como uma alternativa promissora para o controle de transição entre modos de operação. Vale destacar que no trabalho desta autora apenas o modo ilhado é estudado, sendo que a conexão com a rede, transição e desconexão não são apresentados, tornando o presente trabalho como uma continuidade ao estudo. Aqui neste trabalho é simulado o FCS-MPC no conversor, onde inicia-se no modo ilhado, apresenta a transição, a operação em modo conectado, desconexão e reconexão.

2.5 Conclusões

Este capítulo apresentou um contexto teórico sobre os estágios de um conversor, a topologia utilizada neste trabalho, o tipo de filtro de saída para conversores CC-CA e a classificação do mesmo. Este contexto inicial foi necessário para compreender a metodologia de desenvolvimento de simulação e posterior projeto da placa eletrônica de conversor, a qual será apresentada no decorrer do trabalho. Os algoritmos de controle e projeto da placa serão implementados sob um conversor baseado nas definições e configurações aqui apresentadas.

3 CONTROLE DE CONVERSORES PARA TRANSIÇÃO ENTRE OS MODOS DE OPERAÇÃO

3.1 Introdução

O tema sobre controle de conversores para microrredes é uma área de pesquisa significativa na eletrônica de potência, principalmente devido a sua crescente utilização para conectar fontes de energias renováveis à rede elétrica. Nos últimos anos, essa possibilidade de interconectar as energias renováveis por meio de conversores no sistema elétrico, vem ganhando grande popularidade por apresentar menores impactos ambientais e maior sustentabilidade em relação às fontes de energia tradicionais, além de promover a diversificação da matriz energética.

É de suma importância que os algoritmos utilizados para controle desses conversores, em especial, os relacionados ao sincronismo e detecção de ilhamento, sejam adequados e sigam as normas específicas para cada condição. Esses algoritmos são essenciais para um bom desempenho da microrrede quando operando em modo ilhado, conectada à rede e nos momentos de transição.

O problema durante a transição entre os modos ilhado e conectado está relacionado a transitórios que podem ocorrer de sobre/subtensão e frequência, onde se tem como resultado um desequilíbrio entre a potência gerada e exigida na microrrede. Desta forma, controlando de forma adequada a tensão e a frequência no momento de se conectar à rede, dentro de limites de amplitude de tensão e frequência do sistema elétrico, é possível que se tenha menores transitórios durante a transição, fazendo com que os sinais sejam suavizados.

A realização de uma transição suave vem sendo alvo crescente de estudos de instituições de pesquisas e empresas de energia. Caso essa transição não seja feita com cuidado, pode ocorrer interrupção ou oscilação de energia entre as fontes (ARAFAT; ELRAYYAH; SOZER, 2015; LI et al., 2017).

Na transição entre os modos de operação, espera-se que dois tipos de distúrbios ocorram. O primeiro se trata de distúrbios de frequência relacionados a uma mudança repentina da referência gerada pelo sistema de controle. O outro é dado por distúrbios de corrente e tensão associados à própria transição entre os modos de operação. Contudo, uma malha de controle robusta e bem definida deve manter essas perturbações dentro de limites aceitáveis ou, na melhor das hipóteses, eliminá-las (WANG et al., 2015; DAS; GURRALA; SHENOY, 2018).

Com o passar dos anos têm sido elaboradas várias técnicas de controle que se aplicam aos conversores de potência, como por exemplo, controle adaptativo, controle *fuzzy* e controle preditivo. Outras técnicas como controles lineares tradicionais, bastante utilizadas nos conversores são com o uso do controlador PI (Proporcional-Integral) em conjunto com o sistema de referência síncrona. Porém, este tipo de controle tradicional vem perdendo espaço de utilização para controles mais modernos, como o preditivo por exemplo, principalmente quando o sistema a ser controlado possui restrições e/ou não linearidades (KOURO et al., 2009).

Existem algumas classificações na literatura dos principais métodos preditivos utilizados para controle de conversores eletrônicos, como o controle por histerese, baseado em trajetória, *Deadbeat* e controle baseado em modelo. O Controle Preditivo baseado em Modelo (*Model Predictive Control* - MPC) tem como principal característica a utilização do modelo do sistema em análise para prever o comportamento futuro de suas variáveis de controle. Por meio dessa previsão, é selecionada a melhor opção, tomando como base um critério de otimização que minimize uma função custo, que seja mais apropriada a ser aplicada pelo controlador para atender os requisitos da ação de controle.

Alguns autores tem utilizado estratégias de Controle Proporcional Ressonante (PR) para realizar a transição suave entre os modos. O uso de controle PR torna-o um controlador de compensação harmônica simples e eficaz sob a condição de carga crítica não linear (BLAAB-JERG et al., 2006). Em Li et al. (2017) é apresentada uma proposta baseada em um controle de corrente proporcional ressonante, fazendo com que a transição seja suave por ter a capacidade de regular a corrente do inversor, com erro zero no estado estacionário, sem a necessidade de nenhum algoritmo de detecção de ilhamento ou comutação entre diferentes controladores.

Em estudo feito por Babqi e Etemadi (2017) é apresentada uma estratégia de controle para uma microrrede que consiste em múltiplos geradores distribuídos para os modos de operação ilhado e conectado à rede. Esta estratégia é utilizar o FCS-MPC como controle primário para regular a potência de saída de cada gerador distribuído em modo conectado, ou controle de tensão do ponto de acoplamento da geração distribuída no modo de operação ilhado, além de um controle *droop* como controle secundário utilizado também no modo ilhado. É implementado no controlador deste sistema uma técnica de proteção de limitação de corrente suplementar. Esta técnica limita a corrente de saída de cada geração distribuída no caso de cenários de sobre-corrente, e isso ajuda também para que a transição aconteça de forma suave.

Babqi e Etemadi (2017) ainda adiciona um termo de penalidade não linear na função custo que limita a corrente do sistema no momento de transição, evitando os picos e suavizando o sinal. Portanto, os vetores de tensão que produzirem correntes com amplitudes maiores que esse termo de penalidade, vão adicionar um grande termo de penalidade à função custo e este estado não será selecionado neste momento. Por outro lado, se o vetor de tensão produzir uma corrente com amplitude menor que o termo de penalidade, este termo não terá efeito na função custo. Seus resultados para uma transição suave utilizando este método de limitação de corrente, apontam uma opção bastante aceitável, pois, o FCS-MPC se comporta de forma adequada principalmente na comparação feita com a limitação da corrente no momento de transição. Uma comparação feita de forma gráfica pelo autor em seu trabalho entre uma transição suave e não suave apontam os benefícios dessa técnica.

Este capítulo apresenta uma revisão dos principais modos de operação de microrredes: modo ilhado, modo conectado à rede e transição entre modos (conexão e desconexão). Também se fala de algoritmos de sincronismo, filtros adaptativos com estimador de frequência, detecção de ilhamento, controle preditivo e amortecimento de ressonância. Na sessão de controle preditivo é descrito sobre o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito, seu modo de implementação e princípio de operação. Em seguida é apresentado a aplicação do algoritmo deste controle preditivo no conversor formador de rede deste trabalho, à ser simulado, por meio da obtenção do modelo matemático do sistema. Por fim, são apresentadas as técnicas e possibilidades de utilização do amortecimento de ressonância.

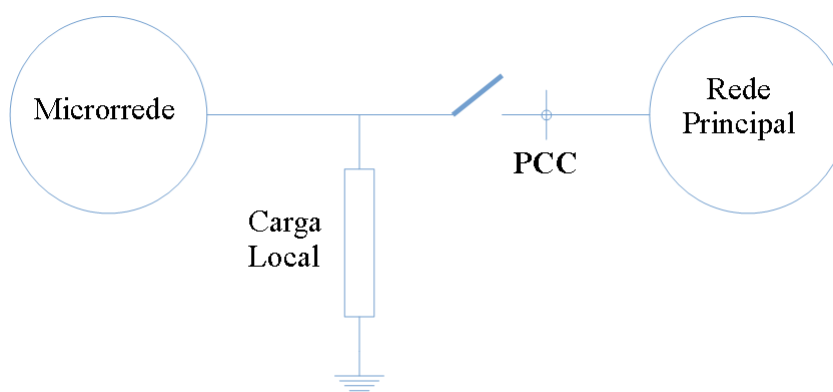
3.2 Modos de Operação de uma Microrrede

Os modos de operação da microrrede, trata-se com maior abrangência dos modos conectado à rede elétrica e modo desconectado da rede principal, que neste caso é chamado de modo ilhado. No entanto, a transição entre estes dois modos de operação, também é muito importante para que haja integração entre microrrede e rede principal. Um controle de transição mal realizado, pode trazer consequências severas ao sistema elétrico, cargas e até mesmo para os conversores da microrrede. Dessa forma, os modos conectado à rede, ilhado e de transição serão discutidos nas sessões a seguir.

3.2.1 Modo Ilhado

A representação de uma microrrede em modo ilhado pode ser observada na Figura 3.1. Observa-se que o ponto de acoplamento comum está do lado da rede principal e que a chave de contato no PCC está aberta, sendo assim, a microrrede é a responsável por alimentar as cargas do sistema local. Para este modo de operação é necessário no mínimo um conversor (fonte de tensão ou formador de rede) responsável por criar a referência de tensão para os demais conversores e para a carga.

Figura 3.1 – Microrrede em Modo Ilhado.



Fonte: Do Autor (2022)

Em certas situações, a operação em modo ilhado é desejável. Considerando que uma microrrede está conectada à rede, a condição de ilhamento surge por motivos que podem ser intencionais, de forma consciente, ou não intencionais, quando ocorrem falhas ou perdas no sinal da rede da concessionária detectadas pelo algoritmo de detecção de ilhamento.

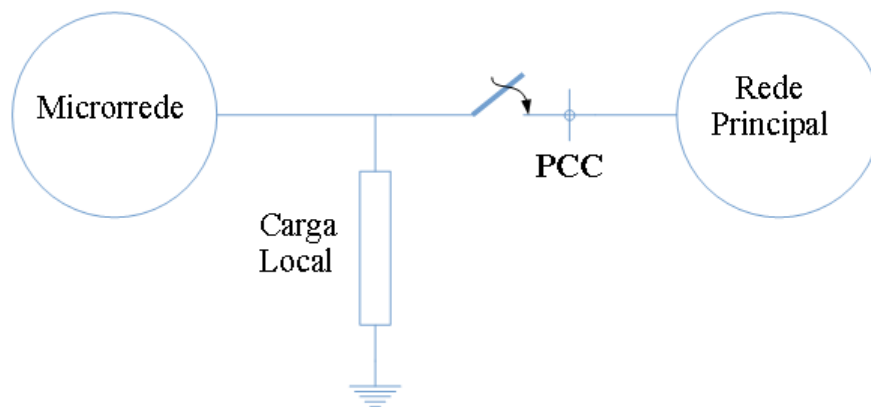
A desconexão da microrrede após uma falha na rede elétrica principal se dá após o conversor ou o controlador central da microrrede detectar o ilhamento e enviar o comando de abertura para a chave do PCC. Neste cenário, ocorre a transição entre modos conectado à rede e ilhado.

No geral, ao operar no modo ilhado, a microrrede deve ser projetada para fornecer os requisitos de potência ativa e reativa das cargas dentro deste ilhamento, e atender à gama de condições de operação da carga. A microrrede também deve fornecer estabilidade de frequência e operar dentro das faixas de tensão especificadas. Uma vez no modo ilhado, o gerenciamento de geração e carga se torna essencial (KROPOSKI; BASSO; DEBLASIO, 2008).

3.2.2 Modo Conectado à Rede

A representação de uma microrrede em modo conectado à rede pode ser observada na Figura 3.2. Observa-se que nesta situação a chave de contato no ponto de acoplamento está fechada, fazendo com que a microrrede esteja conectada à rede elétrica principal. Nesta ocasião os conversores operam como chamados fontes de corrente, que ocorre quando há troca de potência com a rede elétrica para alimentar as cargas. Um conversor formador de rede, neste caso, vai operar conforme o tipo de controle que se encontra em seu controlador. Ele pode ficar em modo de espera (*Stand By*), dedicado apenas a criação de referência de tensão quando está em modo ilhado, ou pode alternar o tipo de controle e atuar como alimentador de rede ou suporte a rede (KROPOSKI; BASSO; DEBLASIO, 2008).

Figura 3.2 – Microrrede em Modo Conectado a Rede.



Fonte: Do Autor (2022)

Na operação conectado à rede, os conversores da microrrede precisam ser controlados de forma adequada. Desta forma, deve haver um sincronismo, ou seja, mesma frequência e mesma fase, entre a tensão gerada na microrrede pela geração distribuída, e a tensão do sistema elétrico de potência (SILVA et al., 2019).

No contexto deste modo de operação, existe uma regulamentação internacional conhecida como IEEE 1547-2018 (IEEE, 2018), que especifica sobre os limites aceitáveis da frequência produzida pelas fontes de energia distribuídas. No Brasil, a conexão de fontes de geração distribuída tem sido disciplinada pela ANEEL através dos Procedimentos de Rede (PRODIST) e resoluções. Estas normas estabelecem os valores limites da frequência das fontes de energia distribuídas para que estas possam se conectar com à rede da concessionária (LEITE et al., 2019).

Quando conectados à rede, os conversores responsáveis pela entrega de potência à carga são modelados como fonte de corrente, por já existir a referência de tensão a ser seguida dada pela rede principal. E novamente, quando a microrrede é cortada da rede principal, o conversor que gerencia deve detectar essa situação, e comutar para um modo de controle de tensão.

Os conversores que operam no modo conectado à rede são os alimentadores de rede e de suporte a rede (ROCABERT et al., 2012). Enquanto que uma das finalidades de um conversor formador de rede possui quando a microrrede está conectada é de seguir a referência do sinal da rede, monitorando-a com algoritmos de sincronismo e atua quando a rede fica instável, realizando o ilhamento. Neste cenário onde é necessário uma operação no modo ilhado, com o controle de tensão, o conversor formador de rede cria uma referência de tensão para que os demais conversores sigam, e continua monitorando e aguardando a estabilidade da rede para a reconexão. Quando a rede se estabiliza, o algoritmo de sincronismo com a rede atua para ajustes de fases e se reconecta à rede, voltando ao modo conectado ou controle de corrente.

Por fim, ainda neste sistema de operação, quando há falta de energia ou excesso de energia gerada na microrrede, a rede principal pode fornecer ou absorver respectivamente essa energia (OLIVARES et al., 2014).

3.2.3 Modo de Transição

Transitar entre o modo ilhado e o modo conectado à rede é um recurso que se torna desejável em uma microrrede. Pois assim, é possível trabalhar nos modos de operações ditos anteriormente, por meio de controles adequados para cada caso e realizando uma transição para cada um desses outros dois modos.

Para realizar uma transição, é necessário que haja uma comunicação de forma integral e contínua no tempo entre a microrrede e a rede principal, que deve ser realizada por uma malha fechada de controle de fase, PLL, ou uma malha fechada de controle de frequência, FLL e um algoritmo de detecção de ilhamento. Essa comunicação ou monitoramento é necessária para que se saiba os momentos em que a microrrede deve operar de forma independente ou conectada. Ou seja, a resposta final desse monitoramento, de quando há alguma alteração na rede principal, é levada a uma decisão de controle do conversor da microrrede, relacionada a uma conexão ou desconexão dela (WANG et al., 2011; JIA et al., 2018).

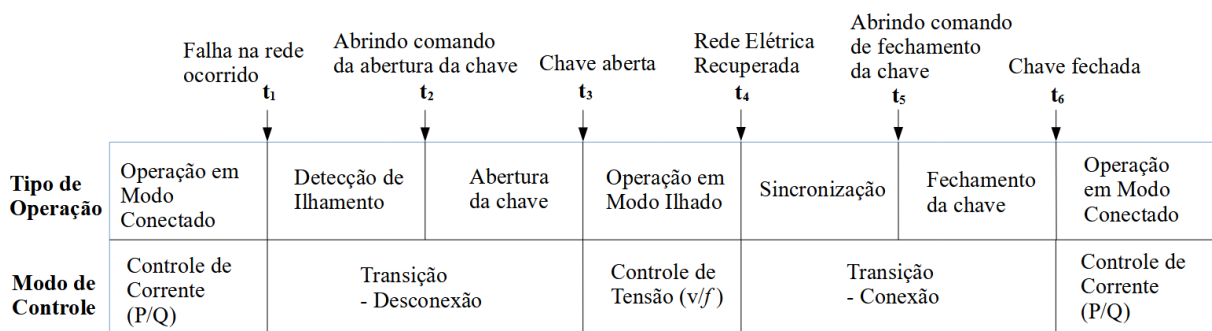
3.2.3.1 Desconexão e Conexão da Microrrede com a Rede Principal

Como já introduzido, o ilhamento ou desconexão pode ser causado de forma intencional ou não intencional. A desconexão intencional, descreve a condição na qual uma microrrede ou uma parte da rede elétrica é isolada do restante do sistema da concessionária (BALAGUER et al., 2011), de forma consciente, como em momentos de manutenções programadas de rede ou devido a graves problemas de qualidade de energia por exemplo. O não intencional descreve os aparecimentos de faltas ou quedas de tensão na rede da concessionária, e segundo Kroposki, Basso e DeBlasio (2008) são eventos inadvertidos que são iniciados por perda da rede principal e essa transição não programada pode automaticamente ser iniciada por equipamentos de proteção, falhas de equipamentos, dentre outros. Independente da forma de desconexão, a microrrede vai realizar o ilhamento após correta detecção e operar de forma ilhada alimentando cargas locais.

Ao se tratar da reconexão da microrrede ao sistema elétrico principal, o monitoramento realizado deve indicar que existem condições adequadas. Após uma perturbação da rede elétrica que gere alguma desconexão, a reconexão não deve ocorrer até que a tensão da rede elétrica esteja dentro dos limites aceitáveis. Se um evento não programado acionar a desconexão da microrrede com a principal, pode haver um tempo estendido antes da reconexão para garantir que a principal esteja estável. Para reconexão, é necessário realizar a sincronização, para combinar a tensão, frequência e o ângulo de fase, do sistema isolado com a rede da concessionária (KROPOSKI; BASSO; DEBLASIO, 2008).

O diagrama sequencial, apresentado na Figura 3.3, mostra o que geralmente acontece com a operação de uma microrrede em períodos de transição.

Figura 3.3 – Diagrama com os Modos de Operação de uma Microrrede.



Fonte: Do Autor (2022)

De acordo com a Figura 3.3, a sequência de eventos é dada por:

- a) Quando uma microrrede está operando em modo conectado à rede, o controle de corrente está em execução no controlador, ou seja, está em um modo de troca de potências ativa e reativa (P/Q) com a rede elétrica principal;
- b) Supondo que em t_1 ocorre uma falha na rede elétrica, a microrrede deve mudar o seu modo para operação ilhada. A partir de então, inicia-se a transição para desconexão, e o primeiro passo desta desconexão é dado pela detecção de ilhamento;
- c) Em t_2 a detecção de ilhamento já ocorreu, ou seja, de acordo com o algoritmo de detecção de ilhamento já se sabe as informações sobre o distúrbio causado e que é sim necessário realizar o ilhamento neste caso. Portanto, neste instante o algoritmo para abertura da chave do PCC inicia e o conversor responsável pela transição se prepara para mudar o modo de controle;
- d) Em t_3 o algoritmo de abertura da chave do PCC termina e o conversor já está pronto para mudar o modo de controle, para controle de tensão, ou seja, operação em modo ilhado;
- e) Assim que a rede se recupera da falha em t_4 , o conversor já tem a possibilidade de se reconectar a rede elétrica. Portanto, o conversor passa novamente para o modo de transição para conexão, e o primeiro passo para se conectar é a sincronização, onde a fase, frequência e a amplitude dos sinais de tensão da microrrede devem se equiparar aos sinais de tensão do PCC;
- f) Em t_5 o algoritmo de sincronismo finaliza, ou seja, os sinais já estão sincronizados dentro de valores aceitáveis, para que seja possível a conexão com a rede. Portanto, neste instante o algoritmo para fechamento da chave do PCC já se inicia e o conversor responsável pela transição já se prepara para mudar o modo de controle;
- g) Por fim, em t_6 a chave é fechada, e o conversor pode mudar o modo de controle para o controle de corrente, operando agora em modo conectado à rede.

Tendo em vista a relevância dos algoritmos de sincronismo e métodos de detecção de ilhamento nos momentos de transição estes serão descritos a seguir.

3.3 Algoritmos de Sincronismo

O objetivo de um algoritmo de sincronismo é obter com precisão e em tempo real, a fase e a frequência de um sinal de tensão da rede elétrica. Uma das principais funções deste algoritmo é realizar essa estimação de fase e frequência do sinal de tensão mesmo na presença de distúrbios, mantendo sua resposta dinâmica e precisão.

Os algoritmos para sincronização, utilizados em conversores eletrônicos, podem ser classificados como métodos de malha fechada de controle de fase, chamado de *Phase-Locked Loop* (PLL), baseados na extração da fase da rede, e também métodos de malha fechada de frequência, como *Frequency-Locked Loop* (FLL), baseados na extração da frequência da rede (BLANCO et al., 2013). Ambos devem operar de forma adequada tanto na condição nominal quanto na presença de distúrbios do sinal de tensão da rede (SILVA et al., 2019).

Independente da malha de controle que é utilizada para obter frequência e fase da rede, o algoritmo trabalha principalmente no momento em que a microrrede está desconectada e pretende se conectar a rede elétrica principal, no momento chamado de sincronismo, onde os sinais de tensão da microrrede devem estar compatíveis com os sinais de tensão da rede principal para que haja a devida conexão. Em outras palavras, enquanto que uma microrrede opera em modo ilhado, o conversor que monitora o PCC pode receber uma solicitação para se reconectar com a rede principal, o que significa que a rede principal está de volta as condições normais de operação. De acordo com Zacharia et al. (2018), a reconexão deve ser realizada quando os seguintes requisitos forem atendidos:

- a) Desvio de frequência no PCC < 0.1 Hz;
- b) Diferença do ângulo de tensão no PCC $< 1^\circ$;
- b) Diferença de magnitude da tensão no PCC $< 5\%$.

Estes requisitos são definidos para que haja uma sincronização de forma adequada e suave com a rede principal, do modo ilhado para o conectado à rede. E por este motivo, o conversor responsável pelo gerenciamento da microrrede monitora o estado de todos os parâmetros envolvidos no procedimento de resincronização e, quando todos os requisitos são atendidos, ele executa o comando de fechar a chave ou disjuntor correspondente. Como apresentado, quando o conversor recebe uma solicitação de resincronização, seja qual for o motivo, a microrrede deve alinhar seus fasores de tensão aos da rede principal (GAUTAM; P, 2014).

A literatura é vasta sobre estruturas de implementação de algoritmos de sincronismo, tanto com sistemas FLL (LUO et al., 2011; FANG et al., 2018), quanto PLL (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; HAN et al., 2016; GUAN et al., 2017), onde o FLL extrai a componente fundamental de um dado sinal por meio de uma malha fechada na frequência.

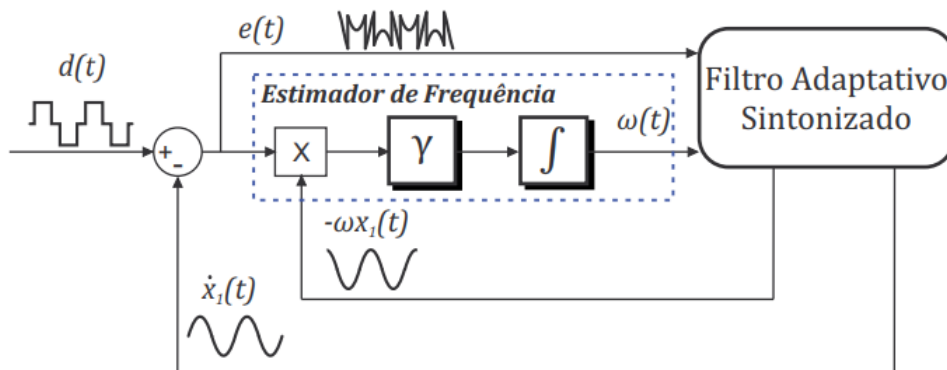
Dentro dos algoritmos FLL's existem os que utilizam filtro adaptativo sintonizado com estimador de frequência (FAS-Estimador) (BLANCO et al., 2013). Para o presente trabalho, este algoritmo de sincronismo foi escolhido devido a ser uma estrutura que permite aplicações em sistemas monofásicos e tem uma dinâmica rápida, o que é essencial, uma vez que estimar os parâmetros da rede deve ser feita em tempo real. Isto porque em SILVA et al. (2019), os autores fazem uma comparação entre alguns algoritmos de sincronismo tal como PLL baseado na referência síncrona, FAS com algoritmo LMS e FAS baseado na estimação de frequência, e mostram que pelo fato deste último não possuir a dependência de um controlador PI, o que geralmente ocasiona um atraso na resposta dinâmica deixando a resposta lenta, o mesmo apresenta respostas dinâmicas realmente mais rápidas que os outros algoritmos analisados, portanto justifica-se tal escolha. A seguir será apresentado o algoritmo de sincronismo escolhido.

3.3.1 Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência (FAS-Estimador)

Originalmente, o Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência (FAS-Estimador) foi proposto por Regalia (1991) por meio de uma versão em tempo discreto, e ao passar dos anos a estrutura deste algoritmo foi modificada por Bodson e Douglas (1997), por Hsu, Ortega e Damm (1999) e Mojiri e Bakhshai (2004). Bodson e Douglas (1997) apresentam uma versão no tempo contínuo e em Hsu, Ortega e Damm (1999) é apresentado um estimador de frequência em tempo contínuo modificado. Mojiri e Bakhshai (2004) modificaram esta estrutura de filtro adaptativo a fim de garantir a convergência para qualquer sinal periódico, não necessariamente senoidal, ou seja, um sinal que possua natureza não estacionária e ruídos. Desta forma, a estrutura permite extrair, individualmente, as componentes senoidais de um dado sinal, bem como estimar a frequência fundamental de suas componentes harmônicas (SILVA et al., 2019). Devido a esta capacidade, esse filtro adaptativo assume características de uma malha de controle de frequência FLL, podendo então ser utilizado como algoritmo de sincronismo.

O diagrama de blocos que representa a estrutura completa deste filtro adaptativo é apresentado na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Estrutura do Filtro Adaptativo Sintonizado.



Fonte: Ferreira et al. (2014)

Na Figura 3.4, $d(t)$ é o sinal a ser filtrado que pode possuir harmônicos e $\omega(t)$ é a frequência fundamental deste sinal, que é estimada e posteriormente utilizada para ajustar a frequência de sintonia do filtro adaptativo. Um dos sinais de saída gerado pelo filtro é a componente fundamental de $d(t)$ dada por $\dot{x}_i(t)$. $\omega x_i(t)$ é a outra saída do filtro, que é o sinal ortogonal de $x(t)$. Por fim, $e(t)$ é o erro, que é encontrado por meio do sinal de entrada $d(t)$ e o sinal de saída $\dot{x}_i(t)$.

As equações diferenciais deste filtro podem ser representadas por:

$$\hat{\omega}(t) = -\gamma \hat{\omega}(t) x_1(t) e(t) \quad (3.1)$$

$$\ddot{x}_1(t) = 2 \zeta \hat{\omega}(t) e(t) - \hat{\omega}^2(t) x_1(t) \quad (3.2)$$

$$e(t) = d(t) - \dot{x}_1(t) \quad (3.3)$$

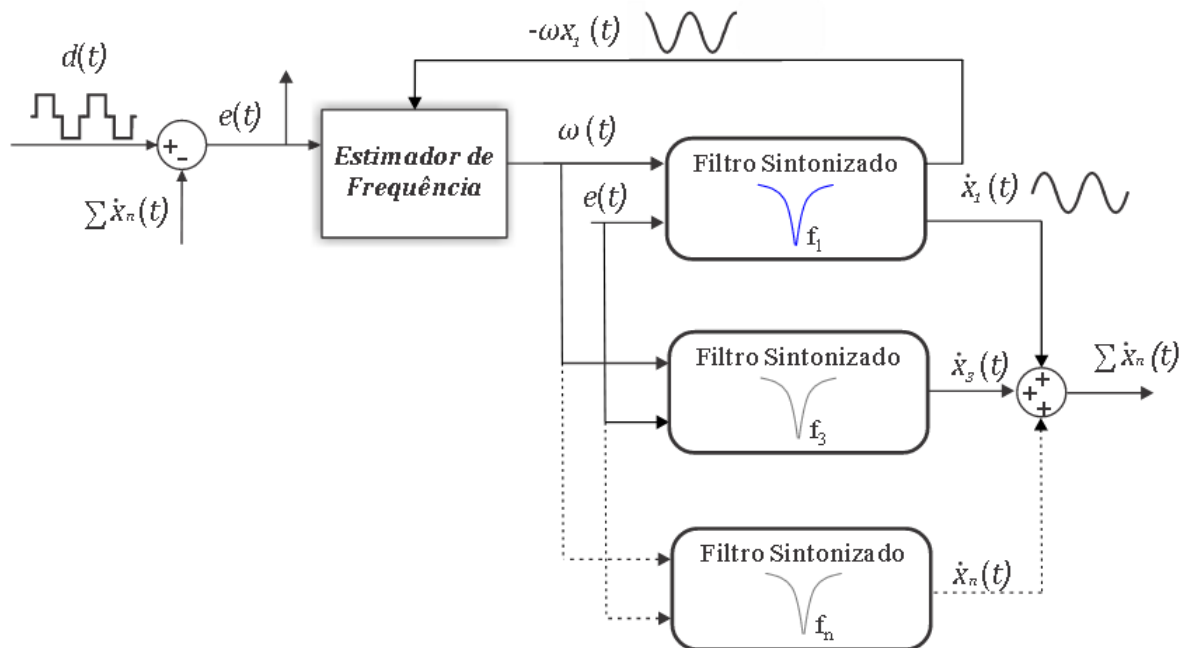
Onde, os termos que ainda não foram descritos são, o γ , que consiste no parâmetro do estimador de frequência como coeficiente de adaptação, e o segundo parâmetro é o ζ , dado como parâmetro do filtro chamado de fator de amortecimento. Ambos parâmetros são o coeficiente de adaptação e o fator de amortecimento do filtro, respectivamente, e eles determinam o comportamento da adaptação de frequência e do filtro, em termos de velocidade e precisão (FERREIRA, 2016; SILVA et al., 2019).

Quando houver necessidade de estimar diferentes componentes harmônicas de um dado sinal, sub-filtros podem ser adicionados em cascata, e a quantidade desses sub-filtros adicio-

nados são de acordo com a necessidade de extração dessas diferentes componentes (MOJIRI; KARIMI-GHARTEMANI; BAKHSHAI, 2007; SILVA et al., 2019).

O diagrama de blocos apresentado na Figura 3.5 apresenta a estrutura do filtro adaptativo com a adição de sub-filtros.

Figura 3.5 – Filtro Adaptativo Sintonizado com o Estimador de Frequência com Extração de Várias Componentes.



Fonte: Ferreira (2016)

Onde, os termos que ainda não foram descritos são, f_1 , f_3 e f_n são os sub-filtros adicionados; \hat{X}_1 , \hat{X}_3 e \hat{X}_n são as respectivas saídas para cada sub-filtro, que são as componentes fundamentais de $d(t)$.

Em Sorkhabi e Bakhshai (2015), os autores analisaram o desempenho do FAS-Estimador como algoritmo de sincronismo com um sinal de entrada em condições desequilibradas e um sinal distorcido. Para ambos, o algoritmo teve um desempenho rápido e preciso, tanto para detecção da frequência quanto para estimar a componente fundamental do sinal. Portanto, os autores confirmam que este algoritmo consiste em um estimador confiável, por fornecer as características necessárias para realizar a sincronização no próprio procedimento de detecção da frequência.

Tendo em vista as vantagens desse algoritmo, o FAS-Estimador será implementado neste trabalho tanto para a realização do sincronismo entre a tensão da microrrede com a rede princi-

pal, como também no monitoramento dos parâmetros da tensão do PCC. O objetivo é definir a condição de ilhamento e a reconexão com a rede elétrica.

3.4 Detecção de Ilhamento

Uma das condições para que haja uma transição bem sucedida na microrrede, é interromper a conexão rapidamente. Consequentemente, é essencial que a própria microrrede ou o conversor que faz o seu gerenciamento saiba quando a rede principal se perde, para que seja possível alternar com sucesso as estratégias de controle, e controlar a abertura e fechamento da chave que conecta a microrrede ao PCC. Dito isso, a escolha de um algoritmo de detecção de ilhamento bom e confiável é de suma importância para controle de uma microrrede.

Quando ocorre um ilhamento, se este não for detectado a tempo, haverá grandes perigos para a segurança dos equipamentos e dos profissionais que podem estar trabalhando na rede elétrica. Estes problemas se refletem nos momentos de manutenção por exemplo, pois quando é desligado o fornecimento de energia da rede e realizado o reparo das linhas e dos equipamentos, caso a microrrede continue gerando energia, o PCC continua energizado, podendo causar graves acidentes para a equipe de manutenção. Outro problema pode ser causado quando ocorre uma falta de energia devido a uma falha na rede, se o inversor conectado à rede continuar fornecendo energia, uma vez que a rede seja restaurada, a tensão da rede e a tensão de saída do inversor conectado à rede podem ter grandes diferenças de fase. O resultado é uma corrente de pico muito grande que pode danificar os conversores e/ou as cargas (WU et al., 2019).

Wang et al. (2015) apresentam um estudo sobre o impacto do tempo de detecção de ilhamento para que ocorra a transição, baseado no tipo de controle do conversor. E como resultado, estes autores mostram ser necessário alternar o tipo de controle da microrrede de forma bem rápida assim que há a detecção de ilhamento, pois o tempo de detecção de ilhamento é bastante afetado pelos parâmetros da carga local.

Os métodos de detecção de ilhamento podem ser classificados em ativos ou passivos (WU et al., 2019). Os métodos ativos adicionam uma perturbação ao sinal de tensão ou corrente e monitoram continuamente a resposta do sistema. A vantagem deste tipo de método é que existem poucas condições que o algoritmo não é capaz de detectar o ilhamento (região de não detecção ou zona cega). Trata-se de um método mais complexo e que pode causar distúrbios na rede elétrica.

Já os métodos passivos, analisam continuamente os parâmetros da rede elétrica, tais como amplitude e frequência da tensão, variações de potência ativa e reativa, mudanças de distorção harmônica e da impedância do PCC ou a combinação entre eles para definir as condições nas quais o ilhamento ocorre. Estes métodos são, em geral, mais simples e fáceis de serem implementados, entretanto possuem uma região de não detecção maior que os métodos ativos (WU et al., 2019).

Na literatura existem diversas outras metodologias ativas e passivas a serem abordadas, no entanto a metodologia deste trabalho se baseia no método passivo descrito anteriormente e apresentada por Dutta et al. (2018), onde os autores em sua pesquisa mostram ser um método introduzido em 1990 e popularizada por volta de 1995. É uma técnica conhecida como *Over/Under Voltage (OVP/UVF) and Over/Under Frequency (OFP/UFP)*, ela basicamente monitora parâmetros como tensão e frequência no PCC, e se estes parâmetros excederem um limiar definido ocorre a detecção de ilhamento.

3.5 Controle Preditivo

A aplicação de controladores preditivos, em especial os baseados em modelo, vem crescendo significativamente nos últimos anos. De acordo com Cortes et al. (2008), o controle preditivo baseado em modelo, pode ser dividido em dois tipos, o que utiliza um conjunto de controle contínuo (CCS-MPC) e o que utiliza um conjunto de controle finito (FCS-MPC)

O controle preditivo evita o uso de controladores em cascata, como é o caso dos controladores lineares apresentados por Rocabert et al. (2012) na Figura 2.7. Neste esquema de controle, duas malhas com controladores PI são utilizadas em cascata para controle de tensão e corrente. Por outro lado, nos controladores preditivos as não linearidades do sistema podem ser incluídas ao modelo para se evitar a necessidade de linearização para um determinado ponto de operação, ou o uso de algoritmos *anti-windup*. Além disso, no projeto do controlador é possível incluir restrições à algumas variáveis, como por exemplo, limitar a corrente de um conversor em determinado ponto de operação no modo de transição entre os modos ilhado e conectado a rede de uma microrrede.

Para entender melhor sobre o controle preditivo aplicado ao presente trabalho, o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC), uma descrição mais detalhada deste tipo de controle será apresentado na próxima seção.

3.5.1 Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC)

O controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (*Finite Control Set Model Predictive Control* ou FCS-MPC) aproveita a natureza discreta dos conversores para reduzir os cálculos do MPC e o seu tempo de processamento. Como em um inversor existe um número finito de possíveis comutações em suas chaves, o procedimento de previsão é limitado apenas a estes estados, sendo que no fim apenas um será selecionado devido ao processo de minimização da função custo. Os elementos mais importantes deste esquema de controle são o modelo matemático do sistema, que deve ser o mais aproximado do sistema real possível, e a função custo predefinida de acordo com a finalidade do controle (GUIMARÃES, 2019; KOURO et al., 2009).

A função custo é definida de acordo com o comportamento do sistema, por meio das variáveis que se deseja controlar, e o estado de chaveamento que minimiza essa função custo é escolhido como ação de controle (RODRIGUEZ et al., 2013).

A implementação do FCS-MPC basicamente é dividida nas seguintes etapas:

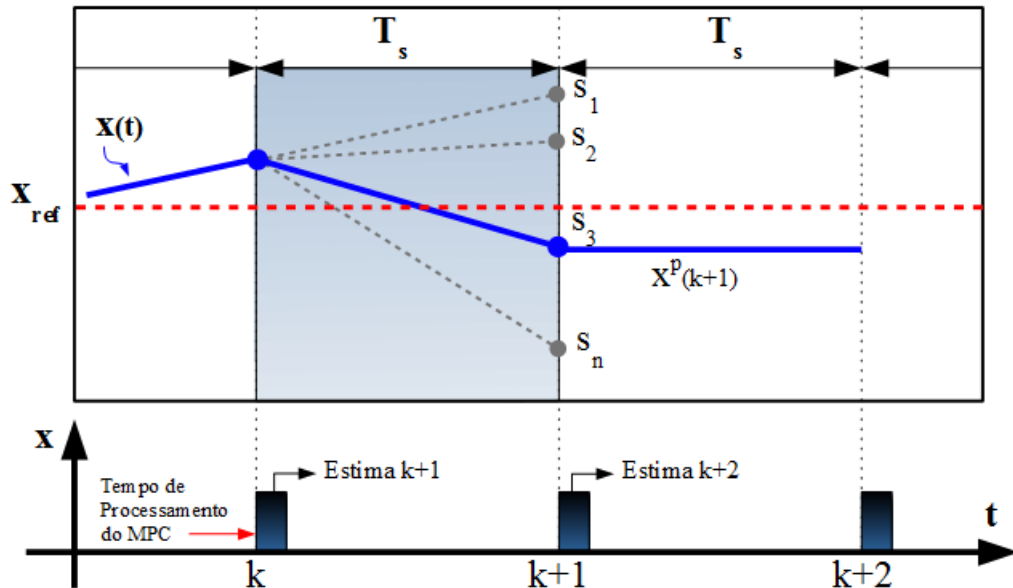
- a) Obtenção do modelo do sistema discretizado, onde este contém as variáveis de controle de forma que seja possível prever qualquer estado do seu valor futuro;
- b) Identificação dos possíveis estados de chaveamento do sistema, que neste caso são os possíveis estados de chaveamento do conversor, e a relação que estes estados tem com as outras variáveis do sistema;
- c) Obtenção dos sinais de referência de tensão e corrente para os modos de operação da microrrede;
- d) Definição de uma função custo que otimiza as variáveis de controle desejadas e que presente também as não linearidades e/ou restrições que existem no sistema.

3.5.2 Princípio de Operação do FCS-MPC

Quando em simulação, o FCS-MPC segue passos básicos de implementação que no geral desconsidera o tempo gasto para processamento do algoritmo no microcontrolador, ou seja, o cálculo e a aplicação do estado de chaveamento acontecem no mesmo instante (FARD, 2013; FERREIRA, 2016; GUIMARÃES, 2019). A Figura 3.6 ilustra o caso ideal de controle, onde

a situação de desconsiderar o tempo de cálculo acontece. O conversor eletrônico é controlado por meio da definição dos n estados de chaveamento do sistema S_i , (sendo $i = 1, 2, \dots, n$), que leva a variável de controle do sistema $x(t)$, a seguir o valor de referência x_{ref} . O período de amostragem é representado por T_s .

Figura 3.6 – Princípio de Operação FCS-MPC: Caso Ideal.



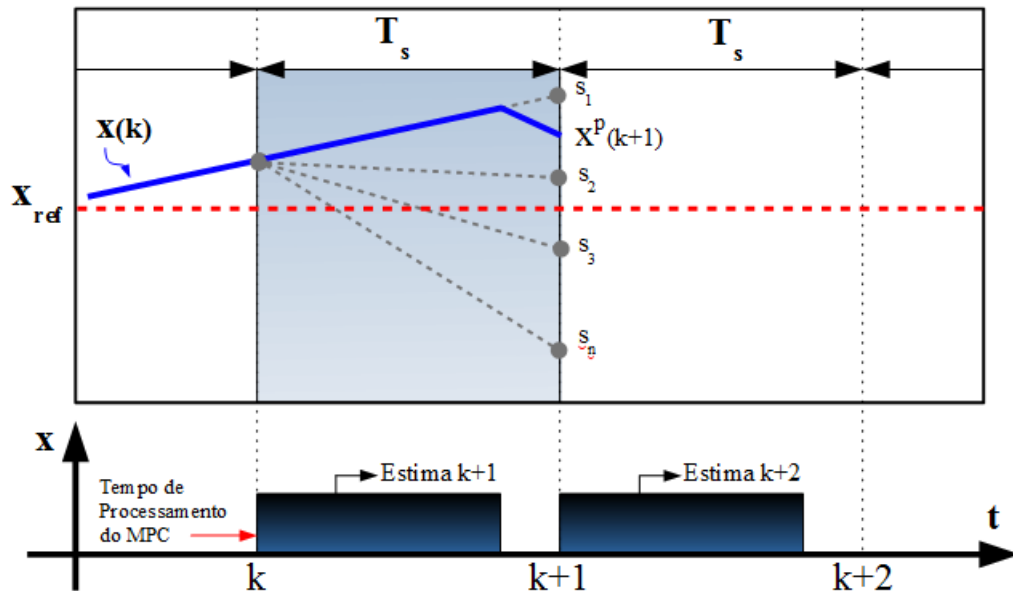
Fonte: Adaptado de Ferreira (2016)

Neste primeiro caso apresentado, a variável de controle $x(t)$ é medida no instante k , e o controlador efetua a previsão da variável de controle para $k + 1$, considerando cada um dos possíveis estados de chaveamento (S_n). O estado de chaveamento ótimo é aquele que minimiza o erro para o instante $k + 1$. Este estado de chaveamento é escolhido e aplicado ao conversor ainda no instante k . Assim, é possível que a variável de controle consiga alcançar o valor previsto ao chegar no instante $k + 1$.

No entanto, para aplicações do controle preditivo nesta situação, a frequência de chaveamento e a velocidade do microprocessador devem ser levadas em consideração, pois é possível que ocorra um atraso entre o tempo da medição da variável de controle e o tempo da aplicação do estado de chaveamento escolhido (GUIMARÃES, 2019). A demonstração para quando ocorre esta situação pode ser observada na Figura 3.7, onde o tempo para estimar a variável de controle para o instante $k + 1$ é significativo em relação ao tempo de amostragem. Isso faz com que o estado de chaveamento anterior continue sendo aplicado enquanto os cálculos estão sendo realizados, e isso leva a variável de controle estimada $x(k)$ a se afastar da referência, mudando

o ponto em que a função custo foi otimizada. A consequência do atraso faz com que a variável de controle oscile em torno da referência, aumentando o *ripple* (FERREIRA, 2016).

Figura 3.7 – Princípio de Operação FCS-MPC: Caso com Atraso.

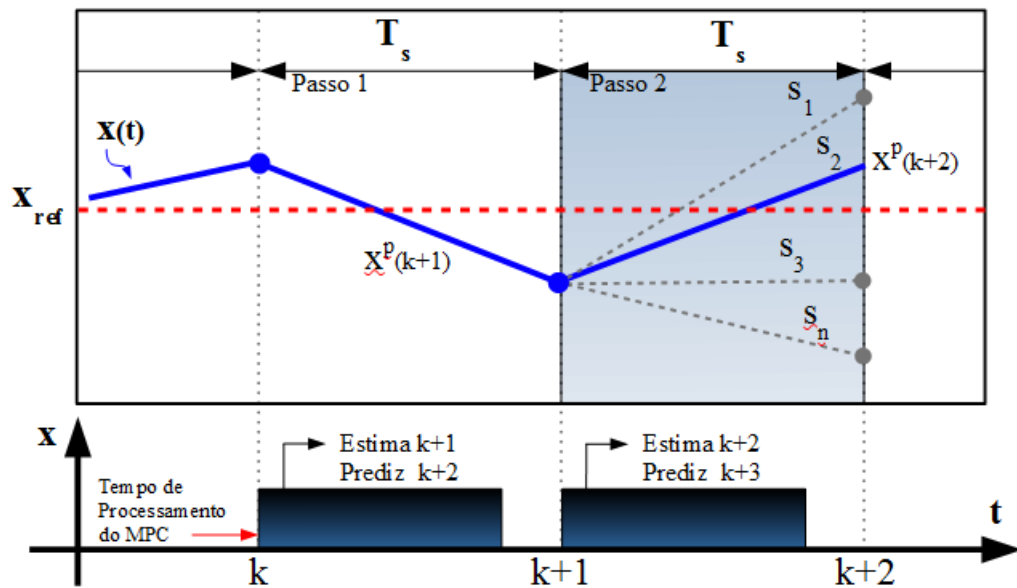


Fonte: Adaptado de Ferreira (2016)

Uma solução para esta situação é considerar o tempo do processamento do algoritmo em um período de amostragem e aplicar o estado de chaveamento no início do próximo período de amostragem. Dessa forma, para que a aplicação do estado de chaveamento ocorra no início do instante $k+1$ a previsão precisa ser realizada para o instante $k+2$ (FARD, 2013; FERREIRA, 2016; GUIMARÃES, 2019). Neste caso, são necessários dois passos de previsão no instante k . O primeiro passo prevê qual será o valor da variável em $k+1$, $x^P(k+1)$, caso o estado de chaveamento atual seja mantido. Em seguida, utilizando o valor previsto anteriormente, o algoritmo de controle calcula a previsão para $k+2$, $x^P(k+2)$, para todos os possíveis estados de chaveamento, permitindo a otimização.

A Figura 3.8 ilustra esta solução para o algoritmo FCS-MPC considerando o atraso.

Figura 3.8 – Princípio de Operação FCS-MPC: Situação Real.



Fonte: Adaptado de Ferreira (2016)

Desta forma, um algoritmo de controle pode ser seguido da seguinte forma:

- Mede a/as variáveis de controle;
- Aplica o estado de chaveamento calculado no período de amostragem anterior;
- Estima o valor da variável de controle para o instante $k+1$;
- Prediz o valor da variável de controle para o instante $k+2$ para todos os estados de chaveamento do conversor;
- Realiza avaliação da função custo;
- Escolha do estado de chaveamento que minimiza a função custo no qual deve ser aplicado no próximo período de amostragem.

Em resumo, o valor medido da variável de controle no instante k e o valor do estado de chaveamento que acabou de ser aplicado neste mesmo instante, são utilizados para estimar o valor da variável no instante $k+1$ e por fim prever o valor no instante $k+2$. Devido ao fato de se ter um horizonte de previsão de dois instantes à frente, o primeiro período de amostragem pode ser usado para compensar o efeito de atraso devido ao tempo de processamento.

3.5.3 Estados de Chaveamento do Conversor Formador de Rede Monofásico

É muito importante que se identifique os possíveis estados de chaveamento do conversor para que seja feita a implementação do FCS-MPC, determinando também a relação entre a tensão que haverá na saída do conversor para cada estado de chaveamento. Este é o primeiro passo para que seja feita a implementação do controle preditivo no conversor.

Para o conversor em questão, o conversor monofásico em ponte H, existem quatro estados de chaveamento possíveis, sendo que a tensão de saída do conversor pode assumir quatro valores: $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ e dois estados de chaveamento com valor em zero. A Tabela 3.1 apresenta os quatro estados de comutação das chaves do inversor da Figura 2.3.

Tabela 3.1 – Possíveis Estados de Chaveamento para a Topologia do Conversor Monofásico em Ponte H.

| Estados de Chaveamento | | | | |
|------------------------|----|----|----|-----------|
| S1 | S2 | S3 | S4 | V_{inv} |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | $+V_{cc}$ |
| 0 | 1 | 1 | 0 | $-V_{cc}$ |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |

Fonte: Adaptado de Cortes et al. (2009)

3.5.4 Função Custo

O objetivo de uma função custo em um controle MPC é encontrar o menor erro ou erro otimizado entre um sinal de referência e um sinal previsto para cada variável de controle, onde sua finalidade para um sistema de conversor eletrônico é definir o melhor estado de chaveamento a ser aplicado, de forma que o sinal previsto seja igual a referência. Uma vantagem do controle FCS-MPC é a possibilidade de incluir restrições e não-linearidades diretamente nesta função custo.

A função custo apresenta pelo menos uma variável de referência, seja tensão, corrente, entre outras. A Equação 3.4 apresenta um exemplo de uma função custo, dado x^* como valor de referência e x^p como o valor previsto de uma determinada variável de controle a partir do modelo de um sistema discreto.

$$J = ||x^* - x^p|| \quad (3.4)$$

Como norma é definido como a distância entre dois pontos, neste caso sendo a distância entre a referência e o valor medido, a Equação 3.4 pode ser expressa como um valor quadrático, como mostra a Equação 3.5.

$$J = (x^* - x^p)^2 \quad (3.5)$$

As funções custo para cada tipo de controle deste trabalho são projetadas e adequadas conforme os resultados obtidos por simulação e prática, e são apresentadas no capítulo seguinte.

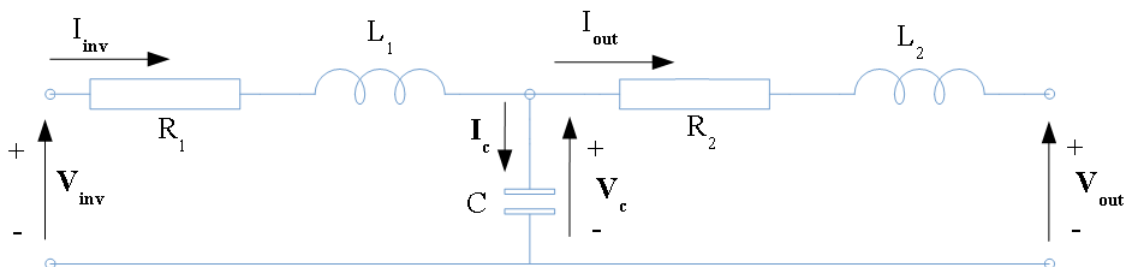
3.6 Aplicação do FCS-MPC: Controle de um Conversor Formador de Rede com Filtro de Saída LCL

Esta sessão é dedicada a apresentar a implementação do FCS-MPC em um conversor monofásico em ponte H com filtro LCL, conforme apresentado na Figura 2.3. A topologia do conversor foi escolhida devido a ser um conversor monofásico de baixa potência, e a configuração do filtro LCL foi devido a sua maior atenuação harmônica e facilidade no controle de corrente no modo conectado à rede.

3.6.1 Modelo Matemático

A modelagem do sistema é baseada no filtro de saída LCL, no qual as variáveis do sistema podem ser visualizadas na Figura 3.9.

Figura 3.9 – Filtro LCL para Modelagem do Sistema.



Fonte: Do Autor (2022)

onde L_1 é o indutor do lado do conversor, R_1 é a resistência interna deste primeiro indutor, C é o capacitor do filtro, L_2 é o indutor do lado da rede e R_2 é sua resistência interna, I_{inv} é a corrente de saída do conversor, I_c é a corrente do ramo do capacitor, I_{out} é a corrente de saída do filtro.

As tensões são, V_{inv} como a tensão de saída do inversor, V_c é a tensão no capacitor e V_{out} é a tensão de saída do filtro.

Um modelo genérico em espaço de estados é dado por:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (3.6)$$

onde, $\dot{x}(t) = dx(t)/dt$, $x(t)$ é denominado vetor de estados do sistema, $A(t)$ é a matriz de estados, $B(t)$ é a matriz de controle ou matriz de entrada, $u(t)$ é um vetor de controle ou de entrada

As variáveis de estado deste sistema são a corrente de saída do inversor (I_{inv}), a corrente de saída do filtro (I_{out}) e a tensão no capacitor (V_c), e se encontram no vetor de estados do sistema. As variáveis de entrada ou de controle e que influenciam as variáveis de estado do sistema consistem na tensão de saída do inversor (V_{inv}) e tensão de saída do filtro (V_{out}), e se encontram no vetor de controle. O modelo em espaço de estados obtido por meio da Figura 3.9 para o conversor com filtro LCL pode ser representado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{inv}(t) \\ \dot{I}_{out}(t) \\ \dot{V}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{inv}(t) \\ I_{out}(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{inv}(t) \\ V_{out}(t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Para implementação discreta dos modelos é preciso considerar os sinais amostrados com uma dada frequência de amostragem (f_s) ou período de amostragem (T_s). E o modelo de um sistema em espaço de estados discreto pode ser representado da seguinte maneira:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (3.8)$$

onde, k é um múltiplo inteiro do período de amostragem ($t = kT_s$).

De acordo com Ogata (1987), onde a discretização parte de um sistema contínuo e amostrado com uma frequência adequada, este mesmo sistema pode ser discretizado por meio da seguinte aproximação:

$$A_d = e^{AT_s} \approx I + \frac{AT_s}{1!} \quad (3.9)$$

$$B_d \approx BT_s \quad (3.10)$$

onde, A_d é a matriz de estados discreta e B_d é a matriz de entrada discreta.

Portanto, é possível obter o modelo discreto do sistema por meio desta discretização. Essas equações discretas é possível prever os valores desejados para todos os estados de chaveamento no MPC, buscando a condição ótima de operação dos semicondutores (GUIMARÃES, 2019). Portanto, o modelo definido em (3.7) é representado de forma discreta pelas seguintes equações:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{inv}(k+1) \\ \dot{I}_{out}(k+1) \\ \dot{V}_c(k+1) \end{bmatrix} = A_d \begin{bmatrix} I_{inv}(k) \\ I_{out}(k) \\ V_c(k) \end{bmatrix} + B_d \begin{bmatrix} V_{inv}(k) \\ V_{out}(k) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

onde, as matrizes A_d e B_d são dadas por:

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - (\frac{R_1}{L_1})T_s & 0 & (\frac{1}{L_1})T_s \\ 0 & 1 - (\frac{R_2}{L_2})T_s & (\frac{1}{L_2})T_s \\ (\frac{1}{C})T_s & -(\frac{1}{C})T_s & 0 \end{bmatrix} e B_d = \begin{bmatrix} (\frac{1}{L_1})T_s & 0 \\ 0 & -(\frac{1}{L_2})T_s \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Como foi dito em sessões anteriores, devido a utilização do filtro LCL são geradas duas frequências ressonantes, e conhecendo os valores dos componentes do filtro ($L_1= 2,1$ mH; $L_2= 340$ μ H; $C= 20\mu$ F), essas frequências podem ser obtidas pelas equações (2.1) e (2.2), e seus valores correspondem a $f_{res1}= 2080$ Hz e $f_{res2}= 1930$ Hz. A equação (2.1), onde envolve os valores dos dois indutores do filtro LCL, é a frequência (f_{res1}) na qual ocorre a ressonância entre a corrente de saída do inversor e a corrente de saída do filtro LCL. Portanto, como o controle FCS-MPC produz uma frequência de chaveamento variável, se algum estado de chaveamento introduzir estas frequências na corrente do inversor, a mesma será significativamente amplificada na corrente do filtro LCL (FERREIRA, 2016).

Uma solução para essa questão de ressonância do filtro LCL é a utilização de um amortecimento de ressonância por meio da inserção de uma resistência virtual, e este é o assunto do próximo tópico.

3.6.2 Amortecimento de Ressonância - Resistência Virtual

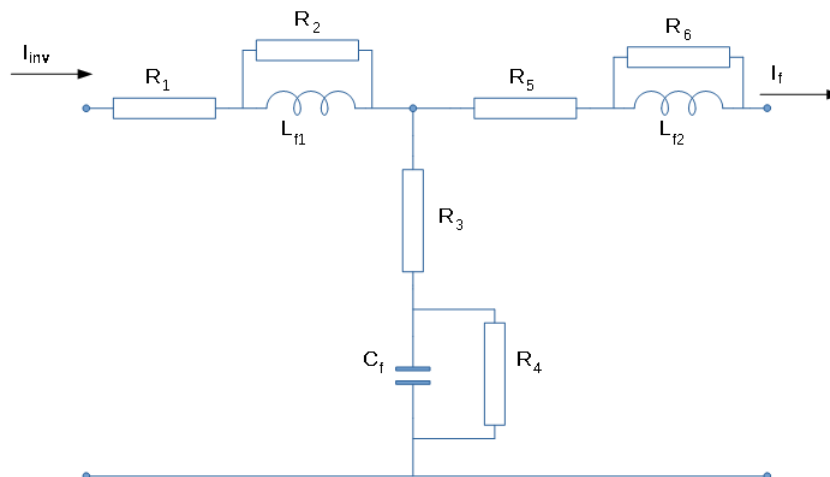
No geral, existem duas técnicas de amortecimento de ressonância mais utilizados na literatura, o amortecimento passivo e o amortecimento ativo. A técnica de amortecimento passivo, consiste em inserir ao circuito um elemento de amortecimento passivo, como um resistor.

Porém, esta técnica causa perdas significantes de potência. A técnica ativa, tem seu escopo de trabalho relacionado ao amortecimento de ressonância utilizando uma resistência virtual. Essa resistência é inserida somente no algoritmo de controle, apenas para realizar uma simulação de resistores físicos, adicionando componentes para amortecimento da ressonância nas referências de controle (SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013; FERREIRA et al., 2018; GUIMARÃES, 2019).

Segundo Panten, Hoffmann e Fuchs (2016), ao se considerar as aplicações com o FCS-MPC em conversores conectados à rede com filtro LCL, essas aplicações são mais complexas, devido à frequência de chaveamento variável inerente ao algoritmo. Nessas aplicações, além da ressonância, o capacitor introduz um atraso nas equações do modelo do filtro, o que dificulta o controle direto da corrente. No entanto, devido as vantagens do algoritmo, vale a pena lidar com problemas de estabilidade e ressonância relacionados ao uso do filtro LCL em conversores com frequência de chaveamento variável (FERREIRA et al., 2018). Mesmo com as limitações apresentadas, o FCS-MPC vem sendo implementado com sucesso na literatura em conjunto com técnicas de amortecimento de ressonância por meio da resistência virtual.

A resistência de amortecimento de ressonância pode ser simulada em alguns locais do filtro, e a escolha deste local deve ser feita visando amortecer a frequência de ressonância sem influenciar significativamente na resposta dinâmica do controle. Segundo Scoltock, Geyer e Madawala (2013), a inserção da resistência virtual pode interferir no desempenho do controle do sistema. As possíveis posições podem ser visualizadas na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Locais Disponíveis de Posições da Resistência Virtual de Amortecimento de Ressonância.



Fonte: Adaptado de Scoltock, Geyer e Madawala (2013).

Mesmo sendo uma técnica já utilizada há bastante tempo, vários projetos dos últimos anos tem tido bons resultados com a utilização desta metodologia de controle preditivo e utilização da resistência virtual para amortecimento de ressonância em microrredes. Metodologias como as aplicadas aos conversores de uma microrrede tanto em modo ilhado quanto conectados a rede, o que ressalta o potencial dessas técnicas, por exemplo apresentado em (HUANG; RAJASHEKARA, 2017; FERREIRA et al., 2018; PINZÓN; SILVEIRA; FILHO, 2018; FALKOWSKI; SIKORSKI, 2018; LIM et al., 2019; GUIMARÃES, 2019; HUSSAIN; MELATH; AGARWAL, 2020). Essas técnicas também tem trazido interessantes potenciais aos conversores formadores de rede, responsáveis pela transição entre os modos de operação da microrrede, principalmente pela possibilidade de grande variação de ajustes que uma função custo no MPC permite, como apresentado em (BABQI; ETEMADI, 2017; BABQI; YI; ETEMADI, 2017).

3.7 Conclusões

Este capítulo foi responsável pela contextualização e apresentação do projeto em *software* do trabalho, onde a parte de controle do sistema é descrita. Foram apresentados os modos de operação de uma microrrede, onde é falado sobre a transição entre os modos de operação, que é o alvo da pesquisa. Também foram apresentadas as funcionalidades dos algoritmos de sincronismo, com a escolha do FAS-Estimador como o algoritmo responsável pelo sincronismo deste conversor projetado com a rede elétrica, e uma breve descrição sobre algoritmos de detecção de ilhamento. Por fim foi falado sobre os algoritmos de controle de um conversor, especificamente sobre o controle utilizado no projeto FCS-MPC, seu princípio de operação, estados de chaveamento, função custo multivariável, entre outras características deste controle. E com estes conhecimentos adquiridos sobre o sistema e o objetivo final a ser atingido, foi dado início a aplicação do controle preditivo no conversor projetado para obter os resultados de simulação, onde primeiramente é feito a obtenção do modelo matemático do sistema para seguir posteriormente com os testes de simulação.

4 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE FCS-MPC PARA TRANSIÇÃO SUAVE ENTRE OS MODOS ILHADO E CONECTADO À REDE

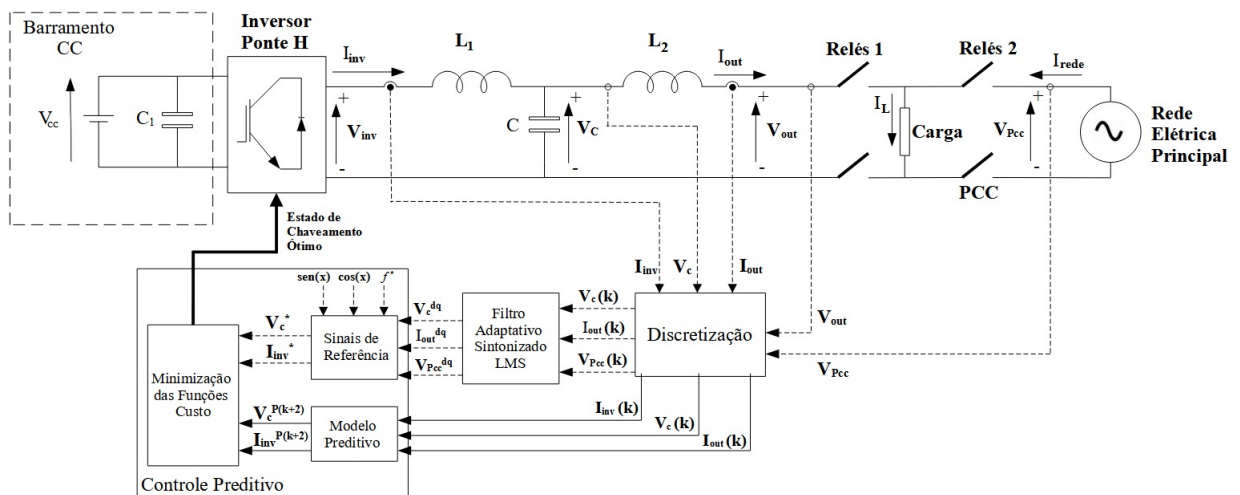
4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado a aplicação do Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC), para uma simulação no Matlab/Simulink, de um Conversor Formador de Rede (CFR) operando em modo ilhado, a partir deste modo é realizado o sincronismo e transição para o modo conectado com a rede principal, em seguida é apresentada a operação do modo conectado, detecção de ilhamento e reconexão. O objetivo é realizar principalmente as análises no momento da transição com esta técnica de controle, avaliando uma forma adequada de se transitar sem que haja oscilações e transitórios nos sinais de tensão e corrente no momento da transição, a fim de se obter uma transição suave.

4.2 Metodologia Proposta

A proposta de controle a ser aplicada no sistema pode ser observada no diagrama implementado para os testes em simulação na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Esquemático da Proposta de Controle



Fonte: Do Autor (2022).

Na Figura 4.1 as variáveis de potência: I_{inv} , I_{out} e V_c são a corrente de saída do inversor, a corrente de saída do filtro e a tensão no capacitor respectivamente; V_{inv} é a tensão de saída do inversor; V_{out} é a tensão de saída do filtro LCL; V_{Pcc} é a tensão da rede elétrica no ponto de acoplamento comum e I_{rede} é a corrente que sai da rede em sentido a carga; I_L é a corrente da

carga; $\text{sen}(x)$, $\text{cos}(x)$ e f^* são variáveis criadas internamente no algoritmo, onde f^* é a frequência de referência. As variáveis utilizadas no FCS-MPC são discretizadas a uma frequência de amostragem de 40080 Hz e fornecidas ao modelo discreto para execução das etapas de estimação para o instante $(k+1)$ e predição para o instante $(k+2)$. As referências de controle ou sinais de referências são calculadas utilizando o sistema de coordenadas dq e após o uso de filtros adaptativos sintonizados com algoritmo LMS, resultam nas variáveis: V_c^{dq} que é a tensão no capacitor, I_{out}^{dq} que é a corrente de saída do filtro e V_{pcc}^{dq} é a tensão no PCC. Estas variáveis são utilizadas para o cálculo das referências de tensão no capacitor (V_c^*) e da corrente do inversor (I_{inv}^*), que irão juntos com valores preditos pelo modelo ($V_c^{P(k+2)}$) e ($I_{inv}^{P(k+2)}$) compor a função custo deste sistema, conforme descrito posteriormente.

Para validar a estratégia de controle, um sistema elétrico é simulado no *software* MATLAB/Simulink. Para tanto, é utilizado um conversor formador de rede, em ponte H com filtro de saída LCL. Este conversor é responsável pelo gerenciamento do modo de operação da microrrede em relação a rede elétrica principal. A microrrede simulada está sendo representada apenas pelo conversor e pelas cargas locais, não sendo avaliado neste trabalho o uso de outros conversores alimentando as cargas na microrrede.

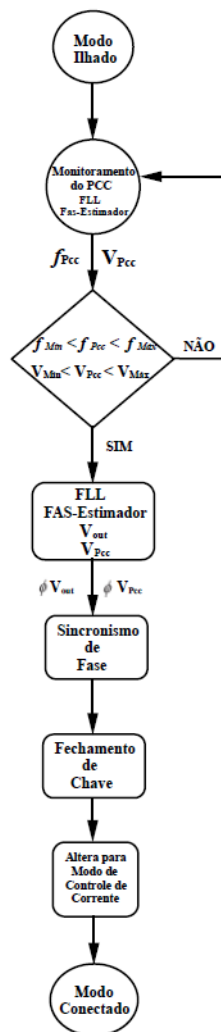
Os modos de operação são simulados: ilhado, conectado à rede e a transição entre eles (sincronismo para conexão e detecção de ilhamento para desconexão). Para garantir o correto funcionamento do conversor em cada um dos modos de operação foi proposto neste trabalho o uso de uma estratégia de controle baseada no FCS-MPC que utiliza pesos diferentes na função custo para cada modo de operação. Foram criadas duas funções custo, sendo uma para cada modo de operação da microrrede, onde a escolha de seus termos são para obter os melhores sinais desejados e com menor distorção harmônica.

Quando está operando em modo ilhado, o conversor formador de rede é responsável por gerar uma referência de tensão e frequência para as cargas locais, e por ser o único conversor na microrrede também alimenta as cargas conectadas à mesma. Neste cenário, entende-se que a rede elétrica principal não está disponível ou não atende os parâmetros de qualidade definidos pelos Procedimentos de Rede (PRODIST - Módulo 8) ANEEL (2020). Nesta condição de operação, o controle do conversor tem prioridade na referência de tensão, portanto opera no modo de controle de tensão.

A transição do modo ilhado para o modo conectado à rede acontece quando a rede principal estabiliza dentro dos parâmetros definidos pelos Procedimentos de Rede (PRODIST

- Módulo 8) (ANEEL, 2020). O monitoramento contínuo da tensão do PCC é feito por um FAS-Estimador que é responsável por fornecer as informações de amplitude (V_{Pcc}), frequência (f_{Pcc}) e fase (ΦV_{Pcc}) gerando uma permissão, caso os valores de frequência e amplitude estejam dentro dos parâmetros mínimos (f_{Min} e V_{Min}) e máximos (f_{Max} e V_{Max}) definidos, para iniciar a etapa de sincronismo. Durante o sincronismo, a referência da tensão gerada pelo conversor formador de rede tem a sua fase modificada lentamente (ΦV_{out}) para que esta coincida com a fase da rede elétrica principal (ΦV_{Pcc}) e então seja fechada a chave do PCC e o conversor seja conectado à rede elétrica. Para a conexão com a rede elétrica o FCS-MPC muda sua prioridade de controle por meio da função custo, priorizando o controle de corrente. O fluxograma da Figura 4.2 representa este primeiro cenário.

Figura 4.2 – Fluxograma da Transição do Modo Ilhado para o Modo Conectado



Fonte: Do Autor (2022).

4.2.1 Algoritmo Desenvolvido Para o Sincronismo

A implementação do Algoritmo de Sincronismo basicamente é dividida nas seguintes etapas:

- a) Um primeiro FAS-Estimador com valores para o coeficiente de adaptação $\gamma= 30000$ e fator de amortecimento $\zeta= 0,707$, mede as variáveis de amplitude de tensão, frequência e fase no PCC continuamente;
- b) Caso o sinal de amplitude de tensão no PCC permaneça dentro dos valores predefinidos para a tensão ($95\% < V_{Pcc} < 105\%$) e frequência ($59,8 \text{ Hz} < f_{Pcc} < 60,2 \text{ Hz}$), durante 10 períodos de amostragem, é considerado que a rede está estável, e neste cenário é permitido a conexão com a rede, portanto é iniciado a etapa de ajuste de fase. Os valores predefinidos utilizados correspondem aos apresentados em (ZACHARIA et al., 2018) para uma transição suave entre os modos de operação, não sendo utilizados neste instante os parâmetros predefinidos pelo Módulo 8 do PRODIST;
- c) Um segundo FAS-Estimador com valores para o coeficiente de adaptação $\gamma= 30000$ e fator de amortecimento $\zeta= 0,707$, mede as variáveis de amplitude de tensão, frequência e fase da tensão de saída do filtro LCL (V_{out});
- d) Em cada passagem de V_{out} por $+90^\circ$ é analisado as fases medidas por ambos FAS-Estimador. O ajuste neste instante é realizando uma soma ou subtração de $0,1 \text{ rad}$ ($5,7^\circ$) em V_{out} a cada período de amostragem, até que este sinal se sincronize com V_{Pcc} , ou seja, até que a fase da tensão de saída do filtro (ΦV_{out}) esteja no máximo a $0,017 \text{ rad}$ (1°) de distância do sinal de tensão do PCC (ΦV_{Pcc}). O que define se será soma ou subtração é a proximidade de V_{out} para V_{Pcc} ;
- e) Assim que atendido estes requisitos é realizado uma contagem de 10 períodos de amostragem e analisado continuamente se os sinais permanecem sincronizados;

- cenário 1: Se não houver falhas na rede durante este processo de sincronismo, e V_{out} continuar sincronizado a V_{Pcc} ao fim da contagem, é enviado um sinal de fechamento da chave no PCC e mudança de controle para o modo de controle de corrente (microrrede conectada à rede);

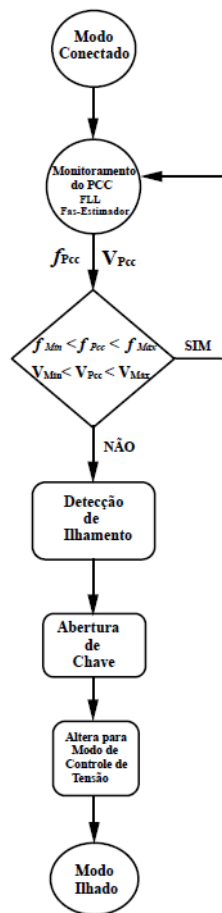
- cenário 2: Se houver falhas na rede durante este cenário de sincronismo que afete na qualidade do sinal da rede, o algoritmo de sincronismo é desabilitado, o conversor perma-

nece no controle de tensão (microrrede ilhada) e o FAS-Estimador continua monitorando o sinal de tensão no PCC, até que este sinal fique estável e o algoritmo de sincronismo seja iniciado novamente;

- cenário 3: Se houver desajuste de fases durante o sincronismo que não afete na qualidade do sinal da rede elétrica, o algoritmo continua executando o ajuste de fase para finalizar o sincronismo com a rede.

A Figura 4.3 a transição do modo conectado à rede para o modo ilhado ocorre quando a rede principal desestabiliza e sai dos valores de parâmetros de qualidade definidos. Ou seja, o monitoramento da tensão do PCC continua sendo realizado por um FAS-Estimador ao fornecer informações de amplitude (V_{Pcc}), frequência (f_{Pcc}) e fase (ΦV_{Pcc}), no entanto é avaliado o momento em que os valores de amplitude de tensão e frequência no PCC não estão conformes. Neste instante um algoritmo de detecção de ilhamento é acionado, e envia um comando de abertura da chave no PCC para que o conversor seja desconectado da rede elétrica. Para a operação em modo ilhado o FCS-MPC muda sua prioridade de controle por meio da função custo, priorizando neste cenário o controle de tensão e retorna ao ponto inicial do fluxograma 4.2.

Figura 4.3 – Fluxograma da Transição Entre o Modo Conectado à Rede para o Modo Ilhado.



Fonte: Do Autor (2022).

4.2.2 Algoritmo Desenvolvido Para a Detecção de Ilhamento

A implementação do Algoritmo de Detecção de Ilhamento basicamente é dividida nas seguintes etapas:

- a) O primeiro FAS-Estimador mede as variáveis de amplitude de tensão, frequência e fase no PCC continuamente;
- b) Se o valor da amplitude de tensão no PCC permanecer dentro dos valores predefinidos para a tensão ($95\% < V_{PCC} < 105\%$) e frequência ($59,8 \text{ Hz} < f_{PCC} < 60,2 \text{ Hz}$), é considerado que a rede está estável, neste cenário a microrrede permanece conectada à rede e o FAS-Estimador continua monitorando o sinal de tensão da rede. Assim como no algoritmo de sincronismo, os limites dos parâmetros predefinidos na detecção de ilhamento para considerar uma rede estável correspondem aos apresentados em (ZACHARIA et al.,

2018), não sendo utilizados neste instante os parâmetros predefinidos pelo Módulo 8 do PRODIST;

- c) Se o valor da amplitude de tensão ou valor de frequência do sinal saírem deste limiar predefinido no item "b)", é imediatamente enviado um sinal de abertura da chave no PCC e mudança de controle para o modo de controle de tensão, fazendo com que a microrrede opere no modo ilhado. É de entendimento do autor que este método de detecção de ilhamento possui várias zonas de não detecção e também cenários de detecção que não representam ilhamento, por avaliar poucos parâmetros, este algoritmo confundiria um afundamento de curta duração por exemplo. Entretanto, neste trabalho não é avaliado a causa ou motivo de falha da rede que levou a microrrede a realizar este tipo de ilhamento, pois o estudo aqui está na realização de uma transição suave entre os modos de operação.

Muito ainda tem que ser estudado sobre o comportamento deste sistema com outros conversores formadores de rede e/ou conversores alimentadores de rede operando em paralelo, porém este estudo não faz parte do escopo deste trabalho, o qual está focado na avaliação de desempenho do controle FCS-MPC no conversor em questão para garantir transição suave entre os modos de operação. A proposta deste trabalho para garantir bom desempenho do FCS-MPC em todos os modos de operação será descrita a seguir. Basicamente é necessário definir uma função custo adequada bem como suas referências e restrições. Para tanto, as seguintes etapas devem ser avaliadas:

- a) Definição da variável a ser controlada;
- b) Definição da referência de controle;
- c) Uso de técnicas de amortecimento de ressonância;
- d) Restrições e não linearidades.

4.3 Definição da Função Custo

No modo ilhado, o conversor formador de rede é responsável por fornecer a referência de tensão a microrrede, e a corrente resultante varia de acordo com a necessidade das cargas. Portanto, neste modo objetiva-se controlar a tensão aplicada ao barramento. De acordo com o modelo do conversor com filtro LCL apresentado na equação (3.7) do capítulo 3.6, as variáveis

de estado que podem ser controladas na função custo são I_{out} , V_c e I_{inv} . Tradicionalmente a função custo utilizada para conversores com controle de tensão é dada por (KOURO et al., 2009):

$$J_v = (V_c^* - V_c^P)^2 \quad (4.1)$$

No modo conectado à rede, o conversor formador de rede passa a atuar no monitoramento da rede elétrica, de forma que a potência requerida pelas cargas seja suprida pela rede elétrica principal. Além disso, como estes conversores possuem sistemas de armazenamento de energia, o modo conectado à rede é propício para o armazenamento de energia (como por exemplo o carregamento das baterias). Dessa forma, quando opera conectado à rede é interessante que este conversor tenha uma referência de corrente, para que haja ou não troca de potência entre a rede elétrica e o sistema de armazenamento de energia. Neste cenário, o conversor atua com controle de corrente e a função custo tradicionalmente utilizada é :

$$J_I = (I_{inv}^* - I_{inv}^P)^2 \quad (4.2)$$

Porém, é bastante discutido na literatura que as funções custo apresentadas anteriormente apresentam diversas limitações quando o filtro do conversor é LC ou LCL (LIU et al., 2017; EBRAHIMPANAH; CHEN; ZHANG, 2017; GUIMARÃES, 2019). Diversas soluções já foram propostas para resolver estes problemas. Uma delas é utilização de uma função custo multivariável, apresentada inicialmente por Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) para controle de corrente em conversores com filtro LCL e validada por Guimarães (2019) para controle de tensão em conversores com filtro LC. Esta função custo é dada por:

$$J_v = \lambda_v (V_c^* - V_c^P)^2 + \lambda_I (I_{inv}^* - I_{inv}^P)^2 \quad (4.3)$$

onde, V_c^* e V_c^P são os valores de tensão de referência e tensão prevista pelo modelo, respectivamente; I_{inv}^* e I_{inv}^P são os valores de corrente de referência e corrente prevista pelo modelo, respectivamente; λ é um fator de ponderação para cada termo da função custo, no qual seus valores são definidos de forma empírica de acordo com os resultados obtidos em simulação, para o caso do controle em modo ilhado o peso da tensão possui um valor maior e para o controle em modo conectado a corrente possui um peso com valor maior.

Apesar de já utilizada na literatura, esta função custo é apresentada com pesos estáticos. A proposta deste trabalho é que o modo de controle (ora tensão, ora corrente) seja alterado apenas variando as referências de controle e os pesos dados à função custo.

4.4 Obtenção dos Sinais de Referência

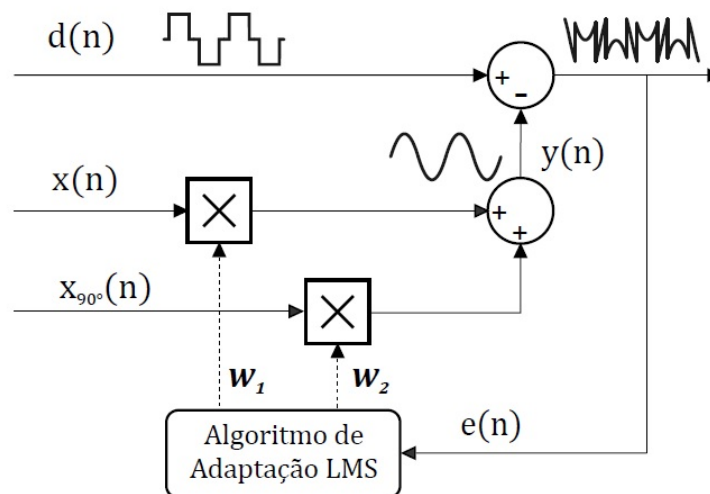
Por se tratar de um conversor que opera nos dois modos de trabalho de uma microrrede, os sinais de referência são da tensão no capacitor (V_c^*) e corrente de saída do inversor (I_{inv}^*) para ambos os modos.

As variáveis utilizadas para cálculo das referências de controle, são feitas no sistema de coordenadas dq e são obtidas por meio de um filtro adaptativo LMS.

4.4.1 Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS

O filtro foi introduzido por Widrow et al. (1975) aplicado ao cancelamento de ruídos como um método alternativo de estimação de sinais corrompidos por algum ruído ou interferência. Na literatura este filtro adaptativo também foi utilizado para detecção harmônica (PEREIRA et al., 2009), onde o princípio deste método pode ser visualizado na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Estrutura do Filtro Adaptativo LMS.



Fonte: Ferreira et al. (2014)

A estrutura deste filtro apresentada na Figura 4.4 aplicada na detecção de harmônico de um dado sinal de entrada $d(n)$, depende de dois sinais ortogonais como referência $x(n)$ e $x_{90^\circ}(n)$, onde seu objetivo é fazer com que o sinal $y(n)$ se aproxime do sinal fundamental,

acompanhando as variações do sinal de entrada em amplitude e fase. O conteúdo harmônico detectado do sinal de entrada pelo filtro é dado por $e(n)$, que se torna entrada do algoritmo de adaptação LMS. Nota-se que existem dois coeficientes do filtro adaptativo, $\omega_1(n)$ e $\omega_2(n)$, estes são ajustados pelo algoritmo de adaptação LMS para que juntos aos sinais ortogonais sintetizem a aproximação do sinal fundamental $y(n)$. As equações gerais são apresentadas a seguir:

$$y(n) = \omega_1(n)x(n) + \omega_2(n)x_{90^\circ}(n) \quad (4.4)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4.5)$$

$$\omega_1(n+1) = \omega_1(n) + \mu e(n)x(n) \quad (4.6)$$

$$\omega_2(n+1) = \omega_2(n) + \mu e(n)x_{90^\circ}(n) \quad (4.7)$$

onde o parâmetro μ é o passo de adaptação do algoritmo LMS, e este controla a taxa de convergência e precisão do algoritmo para a solução ideal.

Ferreira (2016) utiliza a estrutura deste filtro adaptativo para obtenção da componente reativa da corrente, que ocorre quando os sinais ortogonais são fornecidos por um PLL em fase com a tensão da rede. A autora diz que uma das vantagens deste filtro é que ele possui apenas dois parâmetros para adaptar, o que resulta em uma configuração mais simples e fácil para a extração do conteúdo harmônico ou fundamental.

Este filtro é utilizado no trabalho para obtenção dos parâmetros contínuos na frequência fundamental das variáveis das referências de controle em coordenadas dq .

4.4.2 Modo Ilhado: Referência da Tensão no Capacitor (V_c^*) e da Corrente no Inversor (I_{inv})

Neste modo de operação as referências de controle são geradas para garantir que a tensão V_{out} seja regulada em seu valor nominal de 127V (rms) com frequência de 60 Hz. Para tanto, as referências de tensão e corrente serão geradas no sistema de coordenadas dq e depois transformadas para o domínio do tempo, com a frequência desejada.

Para garantir que a tensão V_{out} seja regulada em 127 V_{rms} , são definidas as seguintes referências em dq :

$$V_{out}^{*d} = 180 \quad (4.8)$$

$$V_{out}^{*q} = 0 \quad (4.9)$$

onde, V_{out}^{*d} é a tensão de saída de referência do eixo direto e neste caso irá representar o valor de pico do sinal senoidal gerado como referência de controle e a V_{out}^{*q} do eixo de quadratura.

Em seguida, tomando como base as equações do modelo do filtro LCL apresentadas no Capítulo 3, a referência de controle da tensão do capacitor e da corrente do inversor são calculadas da seguinte maneira:

$$V_c^{*d} = V_{out}^{*d} - R_2 I_{out}^d + (2\pi f L_2) I_{out}^q \quad (4.10)$$

$$V_c^{*q} = V_{out}^{*d} - R_2 I_{out}^q - (2\pi f L_2) I_{out}^d \quad (4.11)$$

$$I_{inv}^{*d} = I_{out}^d - (2\pi f * C) * V_c^{*q} \quad (4.12)$$

$$I_{inv}^{*q} = I_{out}^q - (2\pi f * C) * V_c^{*d} \quad (4.13)$$

onde, V_c^{*d} e V_c^{*q} são as tensões de referências no capacitor dos eixos direto e de quadratura respectivamente; R_2 é a resistência interna do indutor do lado da rede; I_{out}^d e I_{out}^q são os valores medidos e transformados para as coordenadas dq da corrente de saída do filtro LCL; f é a frequência definida internamente de 60 Hz; L_2 é o valor de indutância do indutor do lado da rede; I_{inv}^{*d} e I_{inv}^{*q} são os valores de referência da corrente do inversor em coordenadas dq ; C é o valor de capacitância do capacitor do filtro.

Vale ressaltar que as variáveis utilizadas para cálculo das referências de controle no sistema de coordenadas dq foram obtidas por meio de um Filtro Adaptativo Sintonizado do tipo LMS (FAS LMS) que substitui o uso da referência síncrona para obtenção dos parâmetros contínuos e apenas na frequência fundamental. Uma descrição deste filtro foi apresentada na subseção (4.4.1), e o uso deste filtro é descrito em detalhes em (FERREIRA, 2016). O passo de adaptação utilizado para as variáveis I_{out}^d e I_{out}^q foram de $\mu = 0,0055$.

Essas variáveis são passadas para o domínio do tempo com frequência (f) de 60 Hz, por meio da multiplicação por um sinal senoidal e um sinal cossenoidal dados por:

$$X_{sen} = X_{sen}(2\pi f) \quad (4.14)$$

$$X_{cos} = X_{cos}(2\pi f) \quad (4.15)$$

Por fim, os sinais de referência de tensão e corrente são dados por:

$$V_c^* = V_c^{*d} X_{sen} + V_c^{*q} X_{cos} \quad (4.16)$$

$$I_{inv}^* = I_{inv}^{*d} X_{sen} + I_{inv}^{*q} X_{cos} \quad (4.17)$$

4.4.3 Modo Conectado à Rede: Referência da Corrente (I_{out}), da Tensão no Capacitor (V_c) e da Corrente no Inversor (I_{inv})

No modo conectado à rede o conversor poderá operar em duas condições: apenas monitorando a rede elétrica sem troca de potência (quando o sistema de armazenamento está totalmente carregado por exemplo), ou monitorando a rede elétrica e absorvendo uma certa corrente da rede elétrica. Essas condições são definidas pela referência de corrente gerada para I_{out} . Dessa forma, no sistema de coordenadas dq essas referências são dadas por:

$$I_{out}^{*d} = 0 \text{ A} \quad (4.18)$$

$$I_{out}^{*d} = -X \text{ A} \quad (4.19)$$

$$I_{out}^{*q} = 0 \text{ A} \quad (4.20)$$

Na equação (4.18), o cenário não há troca de potência com a rede elétrica, onde que para a equação (4.19) o cenário é de troca de potência com a rede elétrica definida por meio da potência de um sistema de armazenamento ao definir um valor para a variável X . Apenas o cenário em que não há troca de potência com a rede elétrica será tratado neste trabalho, devido a ser o ponto de maior dificuldade de obtenção e pelo fato de que o sistema deste trabalho não possui um sistema de armazenamento de potência definido.

Por meio das referências de corrente I_{out}^* , a tensão de referência do capacitor V_c^* é calculada em dq pelas equações (4.10) e (4.11). No entanto, a referência da tensão neste modo conectado é dada como referência a tensão no PCC ($V_{out}^{*d} = V_{Pcc}^{*d}$) e ($V_{out}^{*q} = V_{Pcc}^{*q}$), por estarem sincronizados neste modo de operação, e estas variáveis foram obtidas por meio de outro FAS LMS. O passo de adaptação utilizado para as variáveis V_{Pcc}^d e V_{Pcc}^q foram de $\mu = 0,0025$. Por fim, os sinais de referências dq para tensão no capacitor, passado para o domínio do tempo segue conforme equação (4.16).

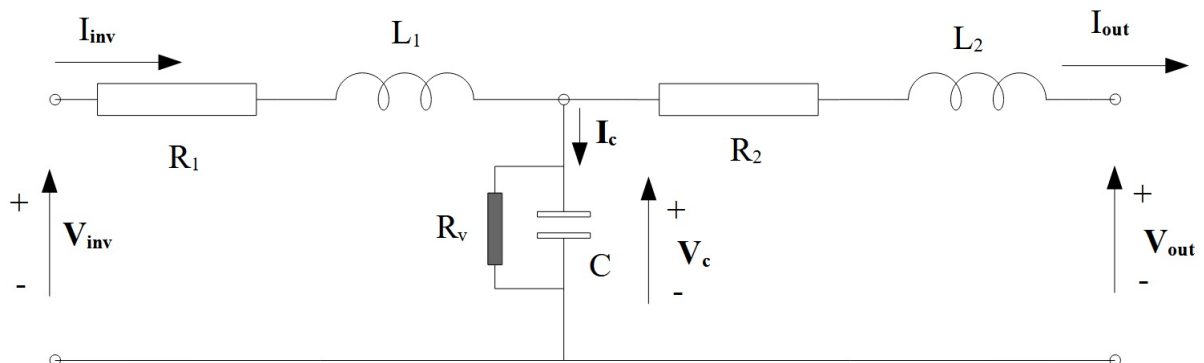
Por meio das referências de corrente do filtro I_{out}^* definidas no ponto de operação sem troca de potência e tensão no capacitor V_c^* encontradas anteriormente, a corrente de referência

do inversor pode ser também calculada tomando como base as equações do modelo do filtro LCL como apresentadas para o modo ilhado, equações (4.12) e (4.13). Por fim, encontradas no domínio do tempo conforme equação (4.17).

4.5 Resistência Virtual para Amortecimento de Ressonância

Para solucionar a questão de ressonância tanto nos momentos de transição quanto em regime permanente e conseqüentemente permitir que a transição seja contínua e suave é utilizada uma resistência virtual (R_v) no modelo do sistema. Essa é uma técnica ativa, em paralelo com o capacitor do filtro LCL (PANTEN; HOFFMANN; FUCHS, 2016), com um valor designado para esta resistência conforme testes simulados de 5Ω , e posição localizada como apresentado na Figura. 4.5.

Figura 4.5 – Circuito Correspondente ao Filtro LCL do Sistema com a Inserção da Resistência Virtual



Fonte: Do Autor (2022).

A resistência virtual para amortecimento ativo deve ser implementada apenas para as componentes harmônicas, para assim evitar perdas na fundamental (SCOLTOCK; GEYER; MADAWALA, 2013). Portanto, por meio do filtro adaptativo LMS utilizado para extrair as parcelas da corrente de saída (I_{out}), é possível também obter sua componente fundamental (I_{outf}) e sua componente harmônica da corrente (I_{outh}), e utilizar somente esta última.

Sendo assim, para que haja o amortecimento da ressonância apresentada no sistema, segundo Panten, Hoffmann e Fuchs (2016) o termo $\frac{1}{R_v}$ é multiplicado ao termo das componentes harmônicas obtido e subtraído na equação (4.17). Desta forma, é possível obter a nova referência da corrente conforme a seguinte equação.

$$I_{inv}^* = I_{inv}^{*d} X_{sen} + I_{inv}^{*q} X_{cos} - \frac{1}{R_v} * I_{outh} \quad (4.21)$$

4.6 Implementação no MATLAB/Simulink

O desenvolvimento deste projeto consiste em simular o sistema apresentado até aqui no *software* MATLAB/Simulink com a utilização da ferramenta *s-function* com linguagem de programação C. É executado o FCS-MPC na simulação, com intuito de realizar uma transição suave entre os modos de operação de uma microrrede.

Para dimensionamento dos componentes e desenvolvimento dos circuitos eletrônicos, o conversor foi baseado nos seguintes parâmetros da Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros do Circuito de Potência

| PARÂMETROS DE POTÊNCIA | |
|--|-------------|
| Potência Nominal de Projeto | 500 VA |
| Tensão Máxima de Entrada Projetada | 400 V |
| Tensão Nominal de Saída | 127 - 220 V |
| Corrente Nominal de Saída | 3,9 - 2,3 A |
| Indutor (L ₁) do Filtro do Filtro de Saída | 2,1 mH |
| Resistência Interna do Indutor (L ₁) | 0,12 Ω |
| Indutor (L ₂) do Filtro do Filtro de Saída | 340 uH |
| Resistência Interna do Indutor (L ₂) | 0,05 Ω |
| Capacitor do Filtro do Filtro de Saída | 20 uF |

Fonte: Do autor (2022)

Os dados dos parâmetros do sistema de controle para simulação são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros do Sistema de Controle

| PARÂMETROS DE CONTROLE | |
|---|----------|
| Potência da Carga RL dos Testes | 300 VA |
| Resistência Virtual (R _v) | 5 Ω |
| λ _v Para a Tensão no Modo Ilhado | 4 |
| λ _I Para a Corrente no Modo Ilhado | 2 |
| λ _v Para a Tensão no Modo Conectado a Rede | 0,01 |
| λ _I Para a Corrente no Modo Conectado a Rede | 4 |
| T _s Tempo de Amostragem | 24,95 μs |

Fonte: Do autor (2022)

Os valores de R_v , λ_v e λ_i foram escolhidos por meio de testes na simulação de forma a ter um THD satisfatório nos sinais de saída para a aplicação nos dois modos de operação, e que não influenciasse na dinâmica do controle MPC a ponto de deixar o sistema instável.

As simulações foram realizadas no *software* MATLAB/Simulink, implementadas com uma frequência de amostragem $f_s = 40080$ Hz, fazendo assim com que todo o algoritmo desde a declaração das variáveis até a avaliação das funções custos seja concluído a cada $24,95 \mu\text{s}$ por ciclo. O barramento CC possui tensão definida em 300 V, e o conversor possui tensão de saída de 127 V com corrente nominal de saída de 3,9 A.

Para a execução dos testes de simulação, primeiramente é realizado um teste à vazio no modo ilhado. Segundo Guimarães (2019), com este teste é possível apresentar o valor de amplitude da tensão de saída do inversor (V_{inv}) e tensão de saída (V_{out}) para que estes possam ser utilizados como referências para validar a regulação nos testes com carga no modo ilhado. Posteriormente os testes de transição, modo conectado à rede e detecção de ilhamento são feitos. Os testes seguem a seguinte ordem:

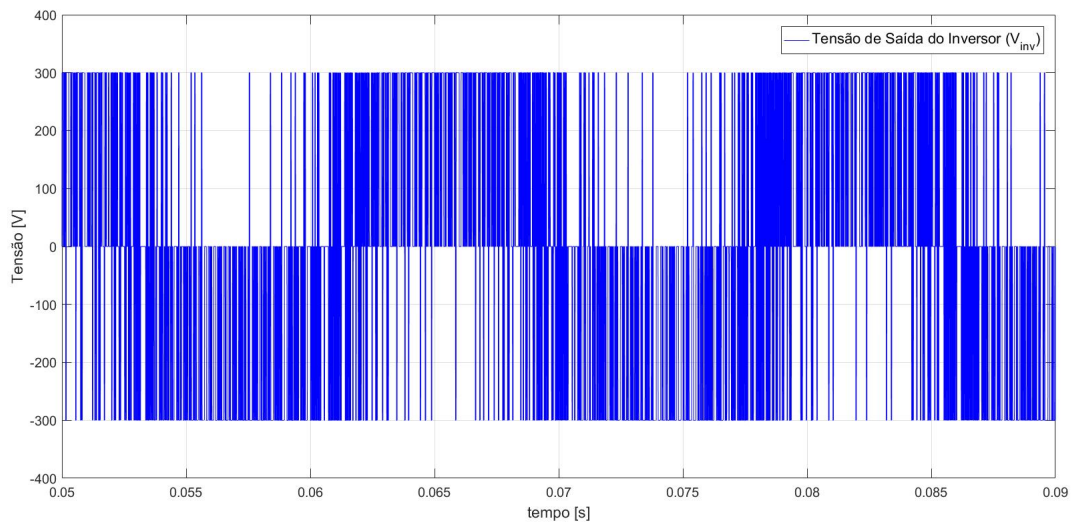
- a) Modo ilhado sem carga;
- b) Modo ilhado com carga RL;
- c) Transição do modo ilhado para o modo conectado à rede;
- d) Modo conectado com carga RL;
- e) Transição do modo conectado à rede para o modo ilhado.
- f) Reconexão.

4.7 Operação em Modo Ilhado sem Carga

Este teste apresenta o chaveamento dos IGBT's, além de também passar as informações da amplitude dos sinais de tensão na saída do inversor (V_{inv}), tensão de saída do filtro (V_{out}) e a condição de funcionamento do FCS-MPC no sistema em modo ilhado.

A Figura 4.6 apresenta o sinal de tensão de saída do inversor (V_{inv}), gerado do chaveamento dos IGBT's. Como o FCS-MPC não utiliza modulação PWM, a frequência de chaveamento não é constante. Por meio da análise da FFT, a componente fundamental (60 Hz) contida neste sinal é 177,6 V e a distorção harmônica é de 170,46 %.

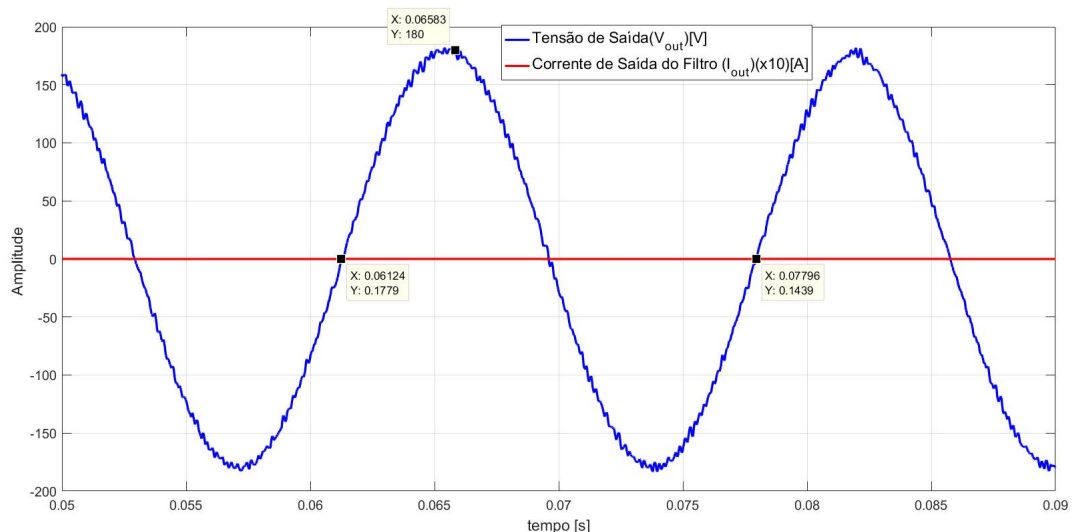
Figura 4.6 – Simulação do CFR em Modo Ilhado e Sem Carga: Tensão de Saída do Inversor



Fonte: Do Autor (2022).

Após o sinal passar pelo filtro LCL, a tensão sintetiza de forma senoidal e agora com menores oscilações e sem a maior parte das frequências de chaveamentos que foram filtradas. A corrente neste caso é nula por não haver cargas conectadas na saída, como é possível ser observado na Figura. 4.7.

Figura 4.7 – Tensão de Saída do Conversor V_{out} Sem Carga



Fonte: Do Autor (2022).

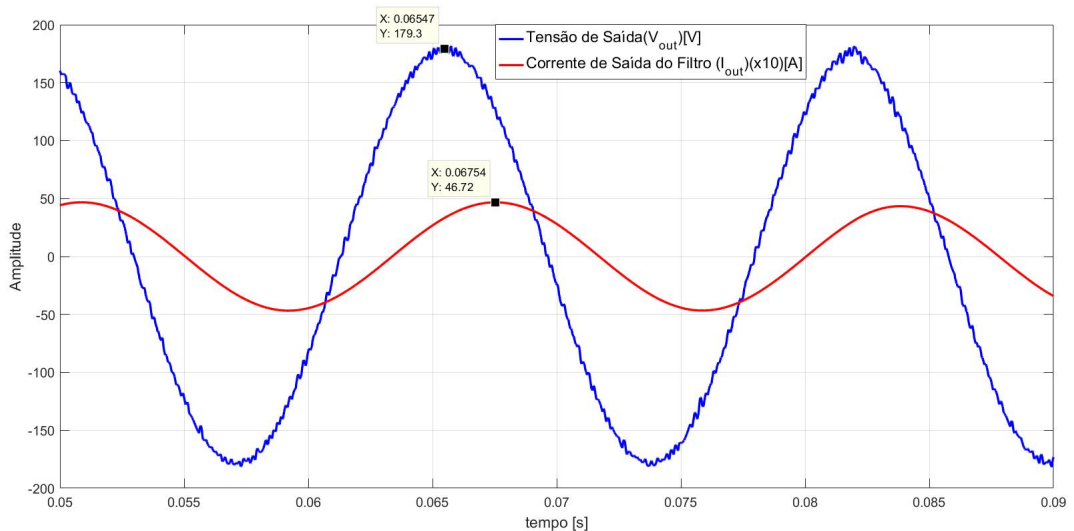
Com este teste foi possível observar que a tensão sintetizada alcança um valor de amplitude de aproximadamente 180 V de pico, ou seja, $127 V_{RMS}$, com uma frequência de 60 Hz. Por meio da análise da FFT, a componente fundamental (60 Hz) contida neste sinal é 178,7 V e

THD de 2,03%, onde a maior parte das frequências harmônicas apresentadas na tensão de saída do inversor foram eliminadas.

4.8 Operação em Modo Ilhado com Carga RL

Para avaliar a operação do conversor operando com carga, uma carga RL com potência de 300 W é conectada em sua saída. O resultado é apresentado na Figura 4.8, onde é possível observar a tensão de saída (V_{out}) e a corrente da carga (I_{out} ou I_L). A tensão V_{out} , se manteve em 180 V de pico, ou seja 127 V/60Hz mostrando boa regulação de tensão. O THD do sinal de tensão foi de 1,96% e refletindo pouca influência da conexão da carga. A corrente possui um valor de pico de 4,65 A ($3,28 A_{rms}$) com um THD de 0,14 %. Para cargas do tipo RL é de se esperar o THD da corrente seja menor que o da tensão devido as características indutivas da carga, onde indutores funcionam como um filtro passa-baixa para a corrente.

Figura 4.8 – Sinal de Tensão Sintetizado com Carga RL Conectada



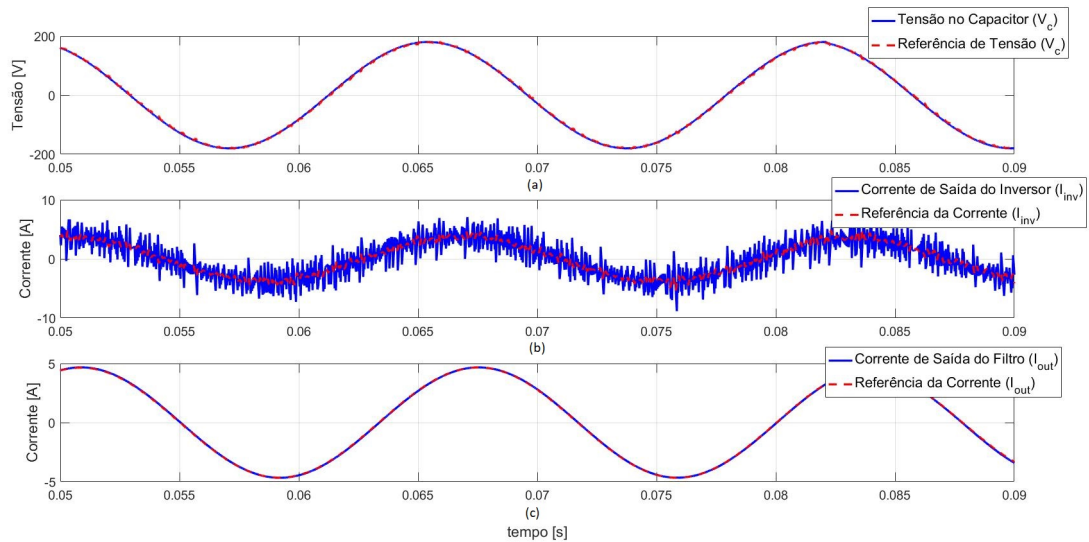
Fonte: Do Autor (2022).

Neste cenário, o FCS-MPC opera no modo de controle de tensão, onde a prioridade do controle da função custo é dada à referência de tensão. A corrente é consequência da carga conectada ao sistema, porém também faz parte da função custo para melhorar as características de estabilidade do controle e as possíveis ressonâncias causadas pelo filtro LCL.

As variáveis de estado do sistema podem ser visualizadas na Figura 4.9, onde são mostrados os valores de tensão no capacitor do filtro, corrente da saída do inversor, corrente de saída do filtro LCL e suas respectivas referências. É observado que mesmo por estar em modo ilhado

e o controle ser de tensão, onde este sinal segue sua referência, os sinais de corrente também seguem suas referências que são passados por consequência da carga RL conectada.

Figura 4.9 – Variáveis de Estado do Sistema em Modo Ilhado



Fonte: Do Autor (2022).

O modo de operação ilhado operando com FCS-MPC e função custo similar a este trabalho foi amplamente estudado no trabalho de (GUIMARÃES, 2019). A autora apresenta os resultados do sistema com diversos tipos de carga, R, RL, RC e não linear, e comprova a capacidade do FCS-MPC em regular tensão em diferentes cenários e manter baixa distorção harmônica na tensão de saída. Nos cenários avaliados, o THD máximo encontrado na tensão de saída foi de 2,56 % quando o conversor alimentava uma carga não linear com distorção de 42,67 % na corrente. Dessa forma, como o foco do trabalho se dá na transição entre os modos de operação, apenas uma validação com a carga RL será apresentada, pois os demais cenários se comportaram de forma muito semelhante aos de (GUIMARÃES, 2019).

4.9 Transição do Modo Ilhado para o Modo Conectado à Rede

Nesta sessão será avaliado o funcionamento do FCS-MPC durante a transição do conversor do modo ilhado para o modo conectado à rede para diferentes condições da função custo, algoritmo de sincronismo e amortecimento de ressonância.

Inicialmente o sistema em questão é avaliado com uma transição não suave, ou seja, sem o auxílio de nenhum algoritmo auxiliar. Neste cenário, o FCS-MPC utiliza a função custo tradicional (apenas alternando o modo de controle de tensão para corrente), sem algoritmo de

sincronismo e amortecimento de ressonância. Em seguida, são adicionadas gradativamente as condições que englobam a proposta de estudo deste trabalho para devida análise. Os seguintes cenários são avaliados:

- a) FCS-MPC com função custo multivariável e ajuste dos pesos para mudar o modo de controle de tensão para corrente e amortecimento de ressonância;
- b) FCS-MPC com função custo multivariável e ajuste dos pesos para mudar o modo de controle de tensão para corrente, amortecimento de ressonância e sincronismo.

4.9.1 Cenário 1: Transição com o FCS-MPC Operando com a Função Custo Tradicional sem Algoritmos Auxiliares

O teste se inicia no modo ilhado, e no tempo de 0,34 segundos a chave no PCC é fechada manualmente para alternar o modo de operação. Nesta condição de teste, será avaliado um algoritmo de transição entre os modos ilhado e conectado à rede, no qual o FCS-MPC utiliza funções custo tradicionais, conforme apresentado nas equações (4.1) e (4.2).

O controle do conversor é alternado do modo de tensão para o modo de corrente, por meio da mudança da função custo da equação (4.1) para a equação (4.2). Essa mudança é necessária devido à maneira com que o conversor é controlado em regime permanente. Para o modo ilhado ele deve seguir uma referência de tensão de $127 V_{rms}$ ($179,6 V_{pico}$) conforme apresentado anteriormente e para o modo conectado à rede o conversor não deve trocar potência com a rede elétrica, portanto a referência de corrente $I_{out} = 0A$. A referência de corrente do inversor I_{inv} é então calculada por meio do modelo do sistema. Tanto as referências da tensão do capacitor e da corrente do inversor são calculadas conforme apresentado na sessão (4.4.2).

Não são utilizadas técnicas de amortecimento de ressonância e algoritmo de sincronismo. A Tabela 4.3 apresenta as condições habilitadas para este cenário de operação.

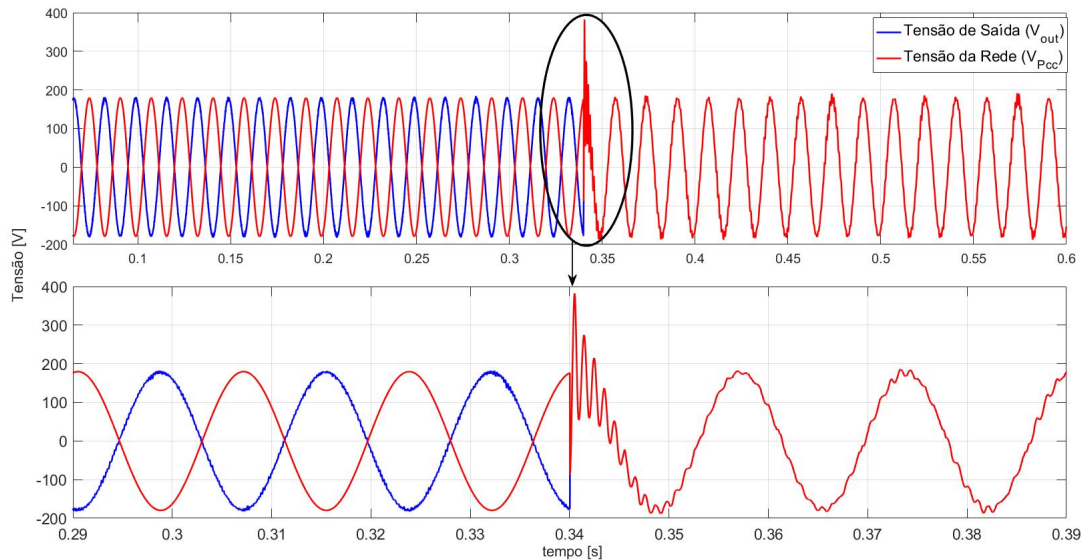
Tabela 4.3 – Para Teste no Cenário 1

| Parâmetros | Habilitado | Desabilitado |
|----------------------------|------------|--------------|
| Função Custo Convencional | X | |
| Função Custo Multivariável | | X |
| Resistência Virtual | | X |
| Algoritmo de Sincronismo | | X |

Fonte: Do autor (2022)

O resultado da tensão de saída do conversor em relação a tensão da rede principal pode ser visualizada na Figura 4.10, e a Figura inferior é um *zoom* no momento da transição.

Figura 4.10 – Cenário 1: Tensão de Saída do Conversor (V_{out}) e Tensão da Rede (V_{PCC}) Durante a Transição

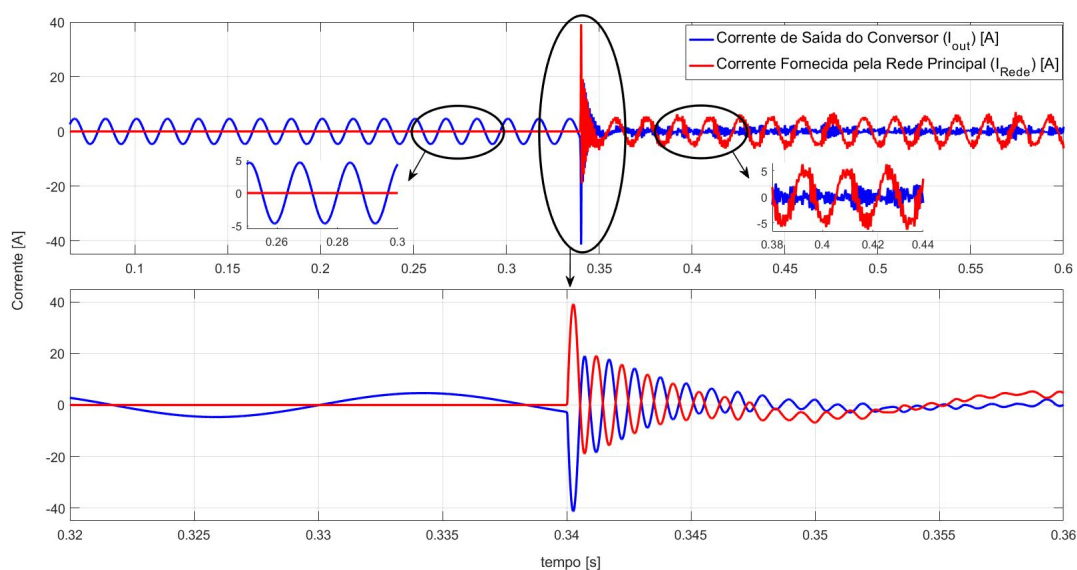


Fonte: Do Autor (2022).

Como pode ser observado na Figura 4.10, existe uma diferença de aproximadamente 180° entre as fases das tensões, instantes antes do fechamento da chave no PCC em 0,34 segundos, este é o pior cenário. As consequências geradas por esta diferença de fase é observada logo no instante da transição, com um pico de aproximadamente 382 V (200 V acima da nominal), o que ocorre principalmente devido a essa diferença entre as fases das tensões antes do fechamento da chave no PCC e a falta de um amortecimento de ressonância. Outra consequência pode ser observada nos ciclos iniciais do modo conectado, após 0,34 segundos, por meio de oscilações excitadas pela tensão do conversor na rede. Essas oscilações causam um transitório importante na tensão da microrrede, que prejudica principalmente a qualidade do sinal da rede por cerca de 0,01 segundos, onde sua THD entre 0,34 e 0,35 segundos equivale a 36,86%. Em seguida, os dois sinais de tensão já sincronizados e convergindo para o mesmo ponto tem uma melhora de qualidade em relação ao momento da transição, no entanto se comparado com o modo ilhado há uma perda de qualidade na tensão do PCC, que após a conexão com a microrrede passa a ter uma distorção harmônica de 4,62%.

A Figura 4.11 ilustra o que ocorre com as correntes de saída do conversor e da rede para esta transição, a Figura inferior é um *zoom* no momento da transição.

Figura 4.11 – Cenário 1: Corrente de Saída do Conversor (I_{out}) e Corrente Fornecida da Rede Principal (I_{Pcc})



Fonte: Do Autor (2022).

Observa-se na Figura 4.11 que a corrente se comporta de maneira adequada instantes antes ao fechamento da chave no PCC, com o fornecimento da corrente para a carga feito pelo conversor, consequentemente por estar no modo ilhado. De forma coerente também ocorre em regime permanente no modo conectado à rede, onde o fornecimento da corrente para a carga é feito pela rede principal, lembrando que neste cenário a referência de corrente do conversor no modo conectado é zero. É visualmente notável que a corrente piora sua qualidade de entrega à carga, onde no modo conectado a corrente fornecida pela rede passa a ter THD de 29,67%. Isto ocorre devido a entrada do conversor na rede, onde acontece uma mudança de impedância do sistema e resulta em uma certa ressonância tanto no sinal de tensão quanto no sinal de corrente e esta ressonância cria um fluxo de potência entre as duas fontes conectadas. Outro fator que resulta no aumento do THD da corrente, é devido ao chaveamento que pode estar contido no sinal gerado pelo conversor, e este é transferido para o sinal da rede ao se conectarem sem existir um amortecimento de ressonância.

Uma consequência que é observada no momento da transição, é a ocorrência de um pico de corrente com valor de aproximadamente 39 A (33,5 A acima da nominal). Esse valor não se trata de um valor prático viável, levaria imediatamente a queima de diversos componentes do sistema. Cabe ressaltar que este é um cenário de conexão com defasagem máxima entre as duas tensões (180°), portanto irá ocorrer um alto fluxo de corrente entre conversor e a fonte

de alimentação que resulta também nas oscilações das correntes nos primeiros ciclos do modo conectado à rede.

4.9.2 Cenário 2: Transição com Função Custo Multivariável e Resistência Virtual

Diferente da situação anterior, aqui o controle do conversor alterna o modo de tensão para o modo de corrente por meio da mudança de valores dos fatores de ponderação λ_V e λ_I da função custo multivariável, estes valores podem ser encontrados na Tabela 4.2. Como este cenário envolve a adição de uma resistência virtual em conjunto com a função custo multivariável, vale lembrar que a equação (4.17) de I_{inv}^* é alterada para a equação (4.21), antes de ser inserida na função custo multivariável apresentada pela equação (4.3). Assim como no cenário anterior, o conversor no modo ilhado deve seguir uma referência de tensão de $127 V_{RMS}$ ($179,6 V_{pico}$) e para o modo conectado à rede o conversor não deve trocar potência com a rede elétrica, portanto a referência de corrente $I_{out} = 0A$.

A Tabela 4.4 apresenta as condições habilitadas para a situação para este teste.

Tabela 4.4 – Para Teste do Cenário 2

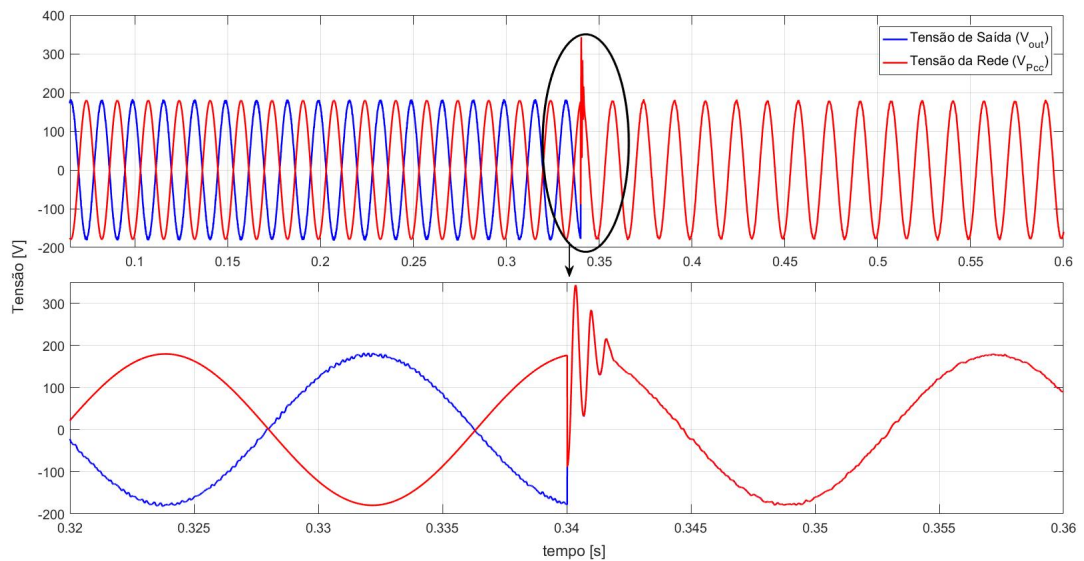
| Parâmetros | Habilitado | Desabilitado |
|----------------------------|------------|--------------|
| Função Custo Convencional | | X |
| Função Custo Multivariável | X | |
| Resistência Virtual | X | |
| Algoritmo de Sincronismo | | X |

Fonte: Do autor (2022)

Para esta situação onde o sistema transita entre os modos de operação de forma não suave, o algoritmo de sincronismo ainda está desativado, fazendo com que a fase do sinal de tensão de saída do conversor não se ajuste e não sincronize à fase da tensão da rede. O teste é iniciado no modo ilhado, e no tempo de 0,34 segundos a chave no PCC é fechada manualmente para alternar o modo de operação. Neste instante o algoritmo envia o comando de fechamento da chave do PCC, permitindo assim que haja conexão do conversor com a rede elétrica principal. Nesta condição de teste, será avaliado o algoritmo de transição entre os modos ilhado e conectado à rede, no qual o FCS-MPC utiliza funções custo multivariável e inserção de uma resistência virtual.

A Figura 4.12 apresenta a leitura da tensão de saída do conversor e tensão da rede. A Figura inferior é um *zoom* no momento da transição.

Figura 4.12 – Transição Não Suave com Função Custo Multivariável e Resistência Virtual: Tensões

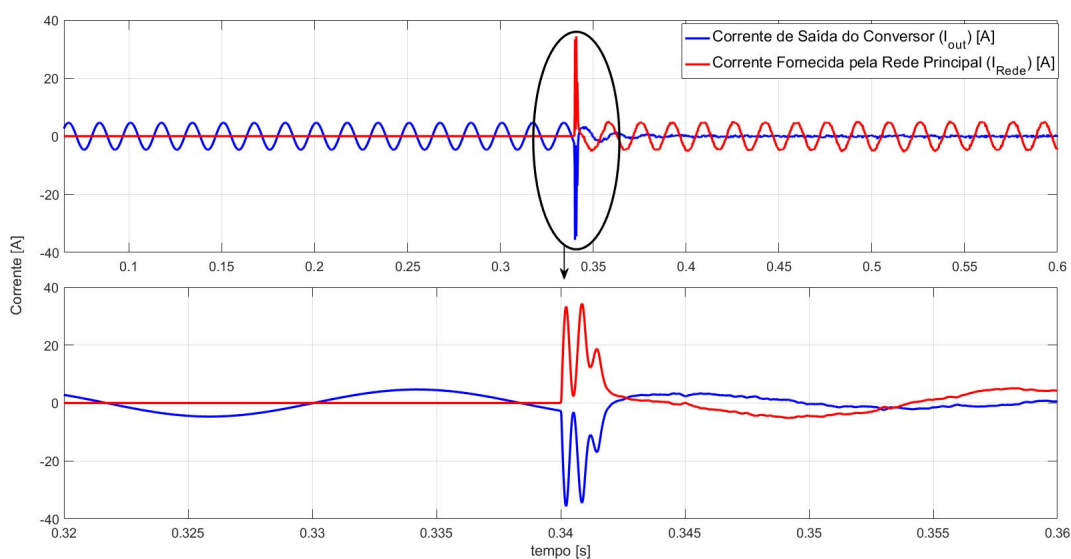


Fonte: Do Autor (2022).

Pode ser observado que as tensões apresentam um pico no instante da transição de aproximadamente 342 V (162 V acima da nominal), coerentes pela transição ser não suave e também por ser cenário de pior caso, onde a diferença entre as fases de V_{out} e V_{PCC} são de 180° . No entanto, se comparado com o cenário anterior onde não havia resistência virtual e a função custo era convencional, é notado uma melhora neste pico de tensão ocorrido quando a chave no PCC é fechada. Outra observação notável está no tempo que as oscilações duram nos primeiros instantes após a transição, que são menores e o sinal é um pouco mais amortecido. O THD entre 0,34 e 0,35 segundos é de 27,82%, onde apresenta um THD menor que o apresentado no cenário anterior, e o THD da tensão em regime permanente equivale a 1,24%, um valor também menor que o método convencional. Isto ocorre porque a utilização de uma função custo multivariável e amortecimento de ressonância já melhoram nos requisitos de oscilações, ressonância e qualidade dos sinais, no entanto ainda não é suficiente para que aconteça uma transição suave.

A Figura 4.13 apresenta a leitura da corrente de saída do conversor e corrente fornecida pela rede. A Figura inferior é um *zoom* no momento da transição.

Figura 4.13 – Transição Não Suave com Função Custo Multivariável e Resistência Virtual: Correntes



Fonte: Do Autor (2022).

Pode ser observado que as correntes apresentam oscilações de aproximadamente 34,3A (28,8A acima da nominal), isso por se tratar de uma transição não suave. Em comparação com as correntes obtidas na transição convencional, as correntes aqui também mostram uma melhora, onde, devido a inserção de uma resistência virtual o pico da corrente no instante da transição é menor e as oscilações e distorções da corrente no modo conectado também são melhores. Devido ao acoplamento natural existente entre corrente e tensão, ao inserir ambas as variáveis nas funções custo dos dois modos de controle, e determinar parâmetros de peso para cada uma delas, melhora bastante na qualidade dos sinais, principalmente no modo do controle de corrente. O THD da corrente em regime permanente é de 6,73%, valor bem menor que no cenário anterior, e isto ocorre principalmente devido a inserção da resistência virtual que atua na componente harmônica da corrente de saída do inversor, apresentada na equação (4.21), onde resulta em um fluxo de potência com menores harmônicos por parte da corrente I_{out} na rede no momento da conexão.

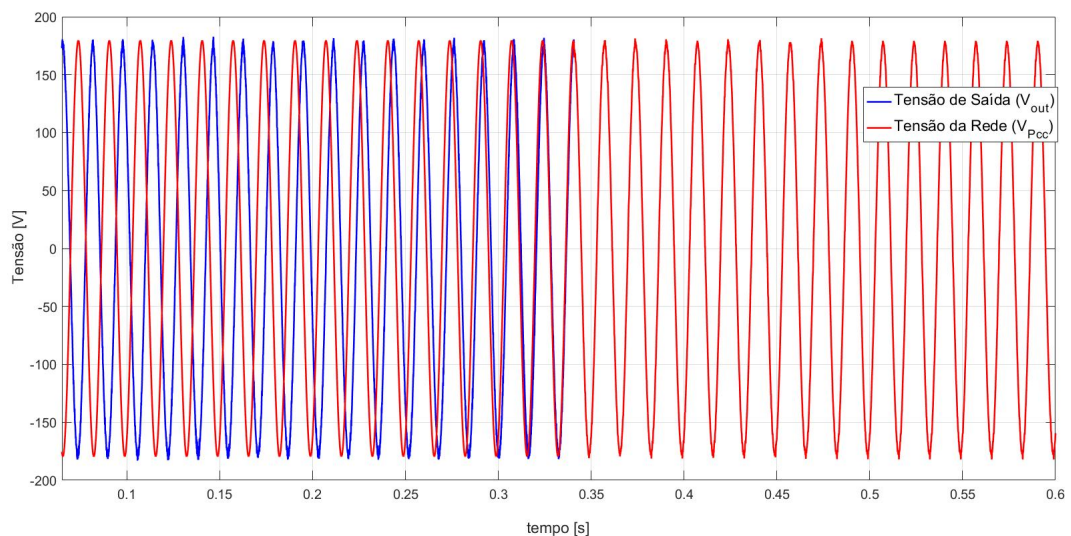
Os resultados aqui obtidos, por meio da implementação de uma função custo multivariável e inserção de um amortecimento de ressonância, melhoraram os sinais em comparação com a função custo convencional. No entanto é notório que para um conversor se conectar a rede, a transição não pode ser realizada ainda com esses picos de corrente e também não é adequado essa diferença de fases entre os sinais de tensões, pois isso resulta em um enorme fluxo de potência injetado no sistema, que podem resultar em riscos para as cargas e para o próprio

sistema elétrico de potência. Portanto ainda é necessário melhorar esta transição e a solução foi incluir também o algoritmo de sincronismo às condições já feitas até aqui.

4.9.3 Algoritmo de Sincronismo

O algoritmo de sincronismo é executado em modo ilhado por meio do ajuste de fase da tensão de saída do conversor, obtida com um FLL FAS-Estimador, para que esta fase coincida com a fase da rede principal, também obtida com outro FLL FAS-Estimador. Para que o algoritmo seja executado, a rede principal precisa estar estável e dentro dos valores nominais de tensão e frequência, permitindo com que a microrrede seja passível de conexão, e neste momento é feito o ajuste de fase da tensão de saída do conversor com uma variação de 0,1 rad a cada passagem do sinal de tensão por 90° . O resultado do sincronismo pode ser visualizado na Figura. 4.14.

Figura 4.14 – Resultados da Simulação Para o Sincronismo da Tensão da Microrrede com a Rede Elétrica



Fonte: Do Autor (2022).

O sincronismo é iniciado no tempo de 65 ms segundos, devido a necessidade da rede se estabilizar no início da simulação, e finaliza no tempo de aproximadamente 340 ms. Nota-se que o algoritmo realiza o sincronismo dos sinais de tensão, ajustando-se a fase de saída do conversor para coincidir com a fase da rede principal, para o pior dos casos no qual a diferença de fase é 180 graus entre os sinais, em um tempo de 275 ms.

Existem alternativas para se realizar este sincronismo de forma mais rápida, como por exemplo, adicionar outros pontos para se ajustar a fase da tensão de saída do conversor e não

somente pela passagem por 90° , ou também aumentar o valor do passo do ajuste de fase em cada ciclo. A forma de encontrar um ajuste mais rápido não foi estudado, pois o interesse aqui é na forma de se ter uma transição suave entre os modos de operação do conversor, e por isso foi deixado como aceitável o valor tempo do sincronismo encontrado.

4.9.4 Cenário 3: Transição com Função Custo Multivariável, Resistência Virtual e Algoritmo de Sincronismo

De forma distinta as situações apresentadas nos cenários anteriores, o fechamento da chave no PCC neste cenário não ocorre manualmente, pois nesta situação a chave só será fechada se os parâmetros de amplitude de tensão, frequência e sincronismo entre as fases dos sinais de tensões de saída do conversor e da rede forem atendidos. O controle do conversor também é alternado do modo de tensão para o modo de corrente quando ocorrer a transição e há mudança de valores dos fatores de ponderação para priorizar o controle na função custo multivariável em cada modo. Neste cenário também é utilizado uma resistência virtual para amortecimento de ressonância. Por fim o FCS-MPC deve seguir uma referência de tensão no modo ilhado, uma referência de corrente no modo conectado sem troca de potência com a rede, e realizar uma transição suave entre os modos.

A Tabela 4.5 apresenta as condições habilitadas para a situação para este teste.

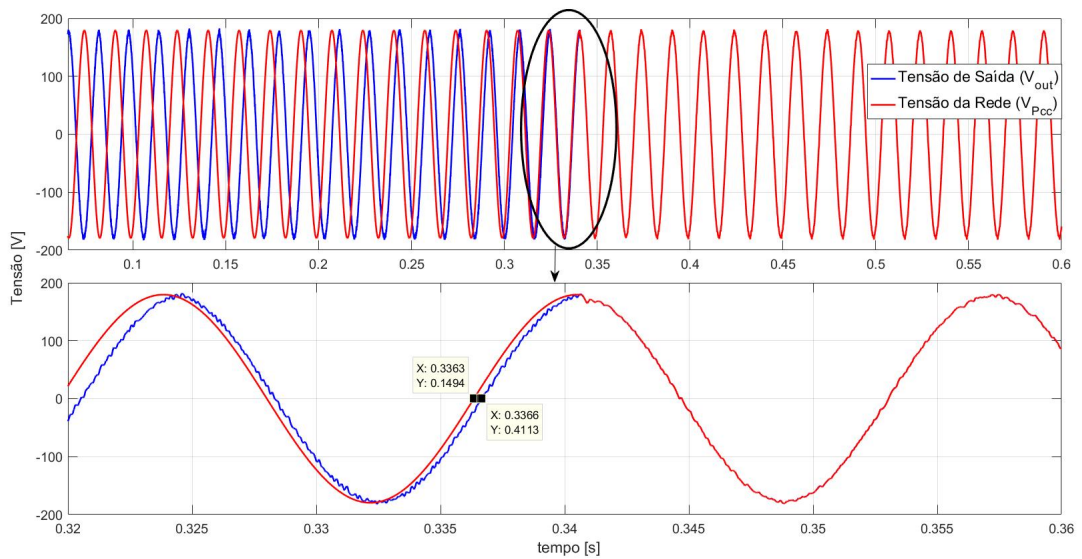
Tabela 4.5 – Para Teste do Cenário 4

| Parâmetros | Habilitado | Desabilitado |
|----------------------------|------------|--------------|
| Função Custo Convencional | | X |
| Função Custo Multivariável | X | |
| Resistência Virtual | X | |
| Algoritmo de Sincronismo | X | |

Fonte: Do autor (2022)

Considerando agora o algoritmo de sincronismo habilitado, colocando a proposta deste trabalho em funcionamento, é possível observar que não haverá mais as oscilações nos sinais de tensão no momento da transição, pois os sinais estarão dentro dos valores de diferença de fases permitidas. A Figura 4.15 apresenta as tensões no modo de transição suave realizada.

Figura 4.15 – Transição Suave: Tensões

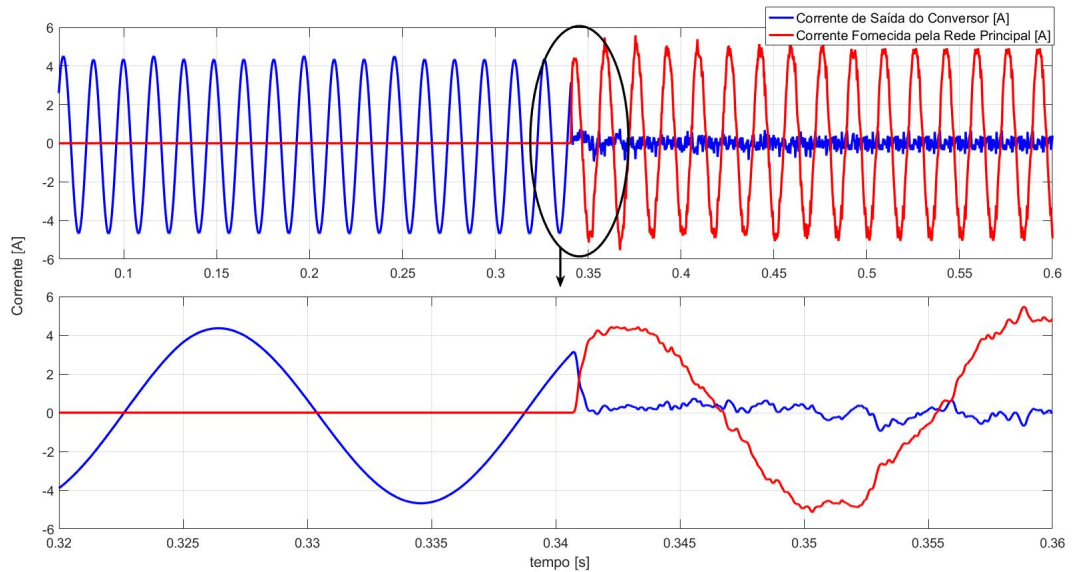


Fonte: Do Autor (2022).

Observa-se na Figura 4.15 que a diferença dos sinais no último ciclo antes do sincronismo finalizar, avaliando os valores no eixo X sinalizado no gráfico, é de aproximadamente 0,3 ms, ou seja, aproximadamente $6,7^\circ$ (0,12 rad). E no ciclo seguinte, ao se ajustar $5,7^\circ$ (0,1 rad), a diferença entre as fases será aproximadamente 1° , no qual segundo o algoritmo já está dentro da faixa aceitável para que haja transição entre os modos de operação (ZACHARIA et al., 2018), e assim é fechada a chave no PCC.

A Figura 4.16 apresenta a corrente de saída do conversor e corrente fornecida pela rede. A Figura inferior é um *zoom* no momento da transição.

Figura 4.16 – Transição Suave: Correntes

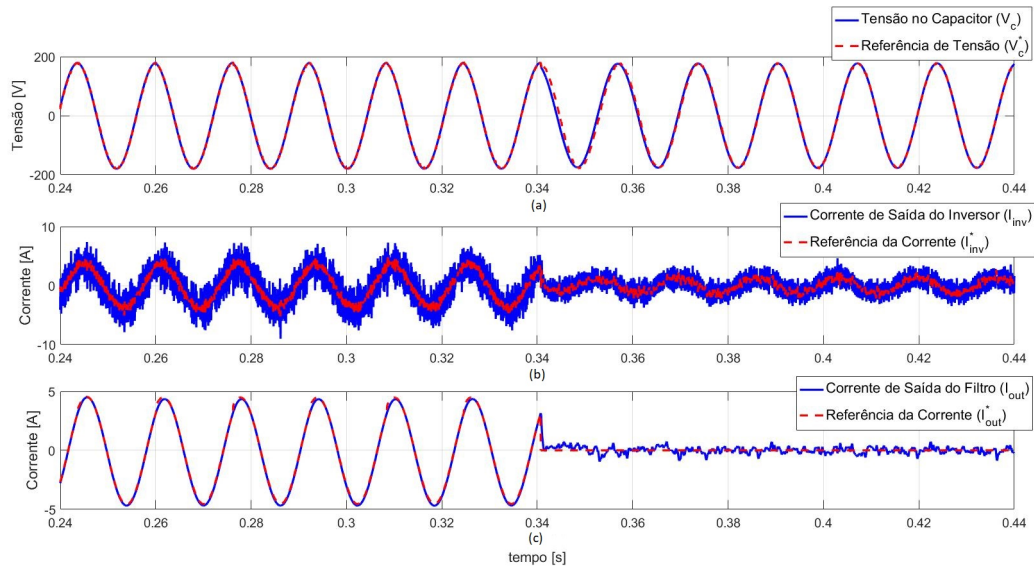


Fonte: Do Autor (2022).

Pode ser observado que se comparado com as situações de transições dos cenários 1 e 2, as oscilações nas correntes aqui durante a transição não ocorrem mais. Isto acontece devido ao fato de que a diferença entre as fases dos sinais de tensões no momento da transição está controlado e sincronizado devido ao algoritmo de sincronismo, a resistência virtual atua nas oscilações e ressonâncias da corrente ocorridas no instante da transição e a função multivariável melhora na qualidade dos sinais em ambos os modos de operação, principalmente no modo de controle de corrente.

As variáveis de estado do sistema podem ser visualizadas na Figura 4.17, onde é mostrado os valores das variáveis e suas respectivas referências. É observado que o FCS-MPC se comporta bem durante a transição, fazendo com que os melhores estados escolhidos pelo algoritmo faça com que as saídas das variáveis sigam as suas referências.

Figura 4.17 – Variáveis de Estado do Sistema Durante a Transição Suave



Fonte: Do Autor (2022).

A Figura 4.17 (a) apresenta a tensão de saída (V_c) do conversor, onde no momento da transição tem uma pequena diferença entre o sinal e sua referência. Isto acontece devido a mudança de referência que após a transição para o modo conectado á rede (controle de corrente) a referência de tensão (V_c) passa a ser calculada com base na tensão do PCC e o FCS-MPC está ajustando ao novo cenário.

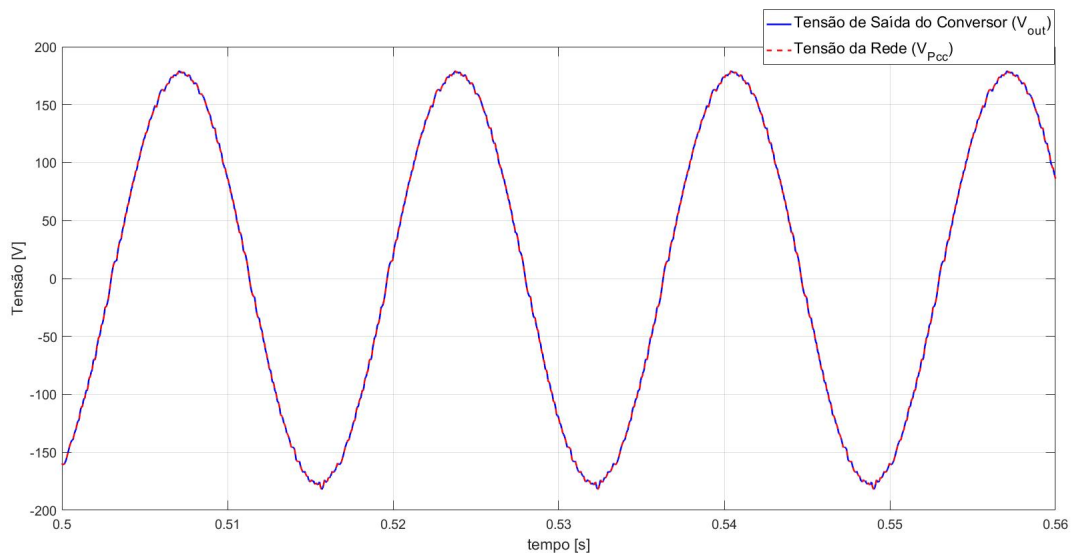
A Figura 4.17 (b) mostra a corrente do inversor, que possui um chaveamento ligeiramente maior, por estar sendo medida no primeiro indutor do filtro LCL. No modo ilhado ela representa a corrente fornecida pelo inversor para alimentar a carga e o filtro LCL, ao passo que no modo conectado à rede como a referência de corrente de saída é de 0A, trata-se da corrente necessária apenas para alimentar o filtro LCL e manter a tensão V_c dentro dos valores pre-estabelecidos. Note também que a sua referência possui leve ruído, devido ao termo adicional colocado para amortecimento de ressonância.

A Figura 4.17 (c), por sua vez, representa a corrente de saída do conversor (I_{out}), que como descrito no trabalho para o modo conectado à rede, a corrente de saída deve ser controlada no ponto de valor 0A. O gráfico mostra que a corrente de saída (I_{out}) tem referência com valor zero depois de sincronizar, e o algoritmo FCS-MPC consegue fazer com que o conversor tenha uma saída com aproximadamente zero de corrente.

4.10 Operação em Modo Conectado à Rede com Carga RL

No modo conectado a rede, período localizado após a sincronização e transição de modo de operação, foi analisado na simulação entre 0,5 e 0,56 segundos. A tensão de saída do conversor já está sincronizada com a rede, e o controle é de corrente com a referência em zero. Além disso, a Função Custo prioriza o controle de corrente com os pesos $\lambda_I = 4$ e $\lambda_V = 0,01$ como descrito anteriormente. A Figura 4.18 ilustra a tensão de saída do conversor (V_{out}) sincronizada com a tensão da rede (V_{Pcc}). O THD do sinal de tensão é 1,36% com amplitude de 177,6 V, valor que se comparado com o cenário 1 em regime permanente apresenta diferenças que ocorre devido ao uso de uma resistência virtual e função custo multivariável neste cenário.

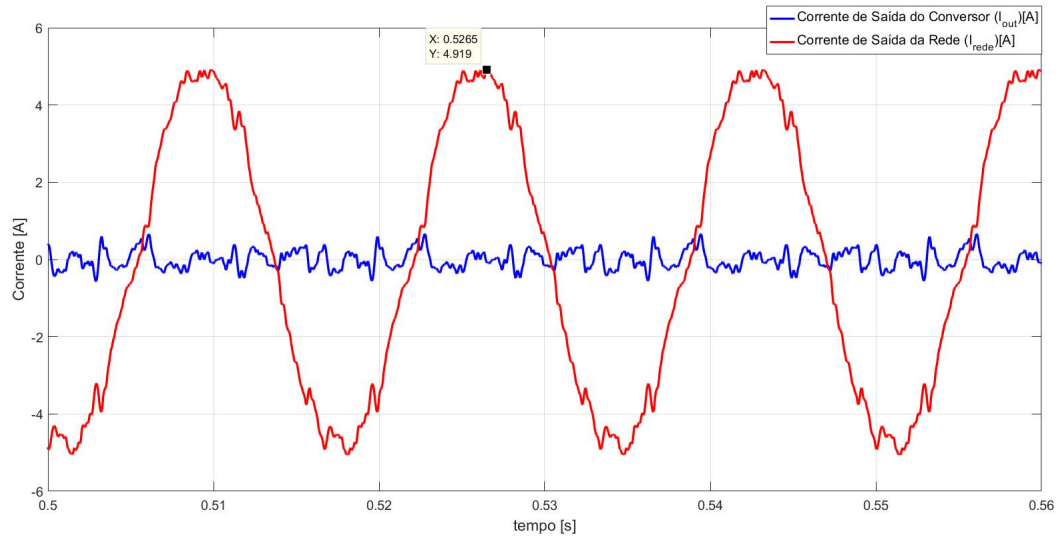
Figura 4.18 – Simulação do CFR em Modo Conectado com Carga RL: Tensões



Fonte: Do Autor (2022).

Em vista da carga neste modo, observa-se na Figura 4.19, que realmente é a rede quem alimenta a carga, já que a referência da corrente para o conversor no modo conectado possui o valor zero, ou seja, o conversor e a fonte não trocam potências entre si para alimentarem a carga, somente a rede alimenta a carga com uma corrente de pico de aproximadamente 4,9 A. Neste cenário o THD da corrente é de 6,86%, um valor melhor que o THD da corrente apresentada no cenário 1, devido a utilização da resistência virtual e função custo multivariável. Se comparado com o cenário 2 os valores já se equiparam devido as condições de algoritmos utilizados em ambos. Ainda há uma distorção nos sinais das correntes que podem ter sido causadas por fatores como o chaveamento do conversor, a sincronização do conversor com a rede principal e também a ressonância criada pelo filtro com a conexão das duas fontes.

Figura 4.19 – Simulação do CFR em modo conectado com carga RL: Variáveis em Vista da Carga I_{out} e I_{rede}

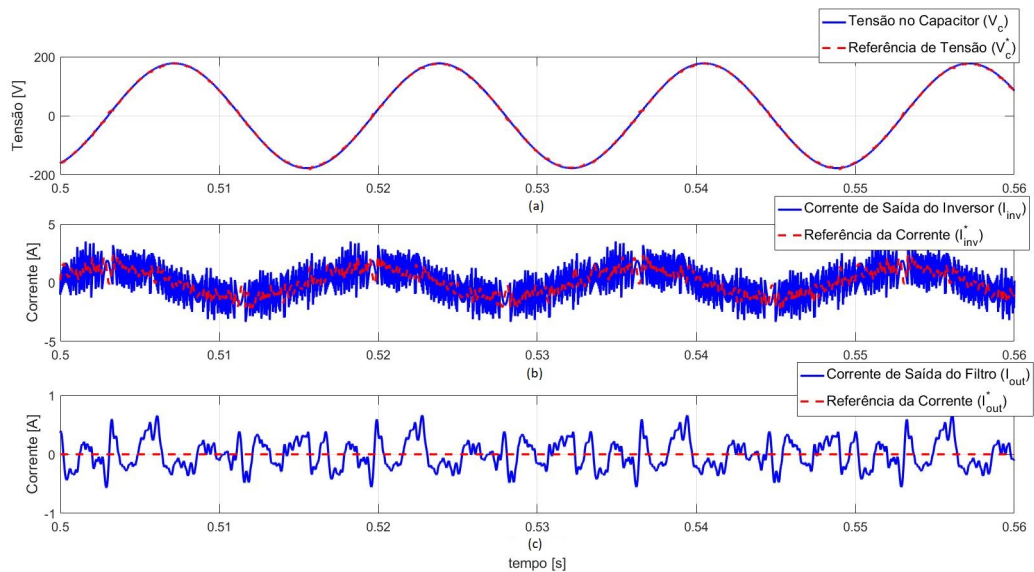


Fonte: Do Autor (2022).

Como dito, o modo de controle é de corrente, portanto neste caso, a referência de tensão que é passada para o algoritmo é calculada conforme apresentado na sessão 4.4.3, onde na Figura 4.20 mostra que o FCS-MPC continua seguindo sua referência dada.

De forma similar a Figura 4.17, é possível observar na Figura 4.20 (b) e Figura 4.20 (c) que as correntes I_{inv} e I_{out} seguem suas referências. Observa-se que existe um pequeno valor de corrente de saída no inversor (I_{inv}), esta é uma corrente que alimenta o ramo do capacitor para manter o filtro em funcionamento e a conexão do conversor com a rede. A corrente I_{out} por sua vez, segue a referência de zero, porém possui ainda pequenos traços do chaveamento que não foram eliminados pelo algoritmo FCS-MPC. Ou seja, o algoritmo FCS-MPC faz com que seus sinais sigam suas referências também no modo conectado, funcionando de forma adequada.

Figura 4.20 – Simulação do CFR em modo conectado com carga RL: Variáveis de Estado

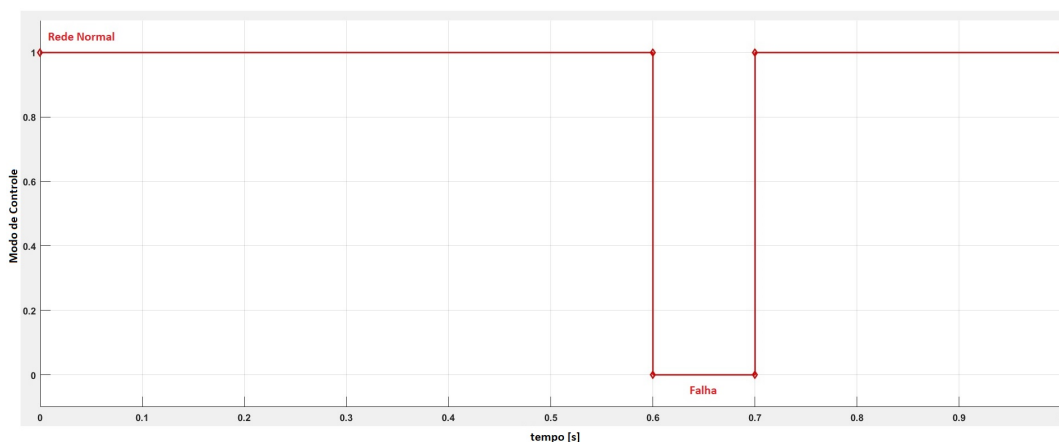


Fonte: Do Autor (2022).

4.11 Detecção de Ilhamento e Transição do Modo Conectado à Rede para o Modo Ilhado

Nesta sessão é realizado um teste para avaliar o funcionamento do algoritmo FCS-MPC quanto a realização da função de ilhamento não intencional do conversor, ou seja, quando há uma falha na rede elétrica principal. Serão avaliadas duas etapas: a detecção do ilhamento e a transição entre os modos de operação em si. A simulação segue o que é apresentado na Figura 4.21, onde se inicia no modo conectado (modo de controle 1), e no tempo de 0,6 segundos é ocasionada uma queda no sinal de tensão da rede, levando a rede a zero (modo de controle 0), falha que dura 0,1 segundos. Portanto, em 0,7 segundos a rede retorna aos seus valores nominais e o algoritmo ao reconhecer esses valores nominais deve realizar novamente o sincronismo e se reconectar à rede. Como aqui se trata de ilhamento, o algoritmo deve principalmente ser capaz de detectar a queda de tensão em 0,6 segundos e tomar a decisão de ilhar.

Figura 4.21 – Simulação da Detecção de Ilhamento



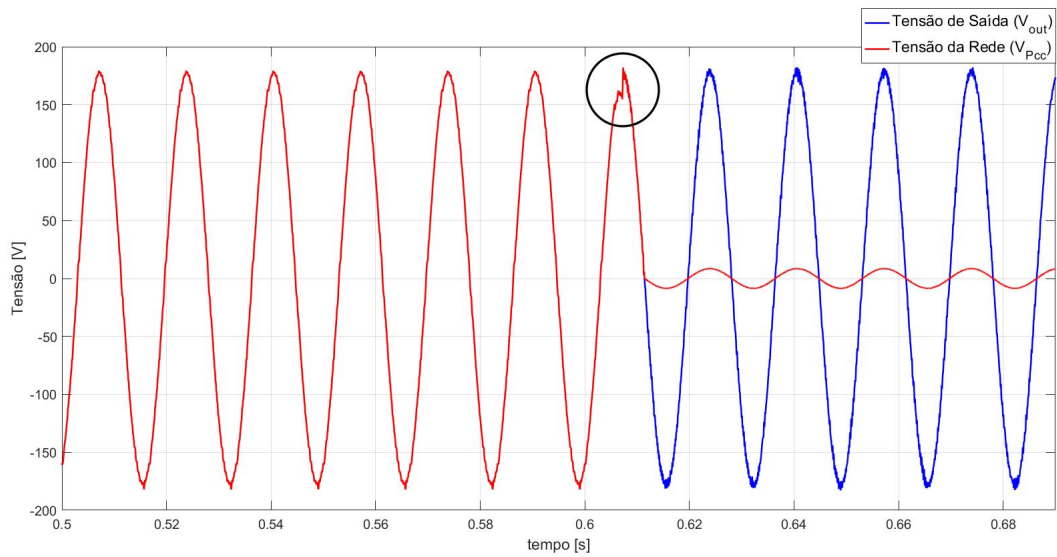
Fonte: Do Autor (2022).

Devido a conexão de rede e conversor ao PCC, não é possível medir de forma isolada os sinais de tensão que representam a falha na rede nos instantes mostrados na Figura 4.21. Isso porque ambos (rede e conversor) são fontes de tensão que estão conectadas ao PCC, portanto mesmo quando uma delas é desconectada, de forma intencional ou não, a outra segue alimentando o PCC. Por isso é necessário o uso de um algoritmo de detecção de ilhamento, que irá perceber mudanças no sinal de tensão do PCC e identificar que a rede elétrica principal não está mais disponível.

O algoritmo de detecção de ilhamento é feito de forma bem simples e foi apresentado no fluxograma da Figura 4.3, onde, caso os valores de amplitude de tensão (V_{PCC}) ou frequência (f_{PCC}) saia dos valores nominais predefinidos, é necessária a realização da função de ilhamento.

A Figura 4.22 ilustra as tensões de saída do conversor e da rede principal. Em instantes antes de 0,6 segundos as tensões estão em fase, por se encontrar em modo conectado à rede. No exato instante de 0,6 segundos como apresentado na Figura 4.21 é ocorrida a falha, no qual a fonte da rede principal é desconectada, porém, o sensor da rede continua a medir uma tensão no PCC por um determinado período de tempo que é consequência da medição da própria tensão de saída do conversor, pelo fato de que as chaves no PCC ainda se encontrarem fechadas e o algoritmo ainda não ter detectado esta falha.

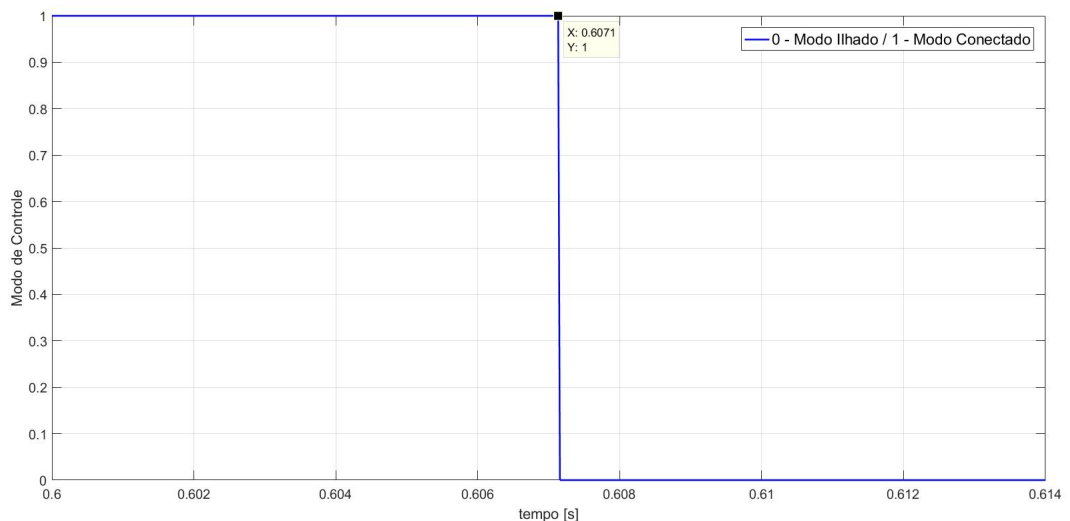
Figura 4.22 – Detecção de Ilhamento



Fonte: Do Autor (2022).

A Figura 4.23 ilustra o momento em que o modo de controle é alternado do modo conectado para o modo ilhado, isto ocorre em 0,6071 segundos, ou seja, as chaves no PCC se abrem neste instante e o tempo de resposta do algoritmo de detecção de ilhamento foi de 0,0071 segundos.

Figura 4.23 – Tempo de Resposta do Algoritmo de Detecção de Ilhamento

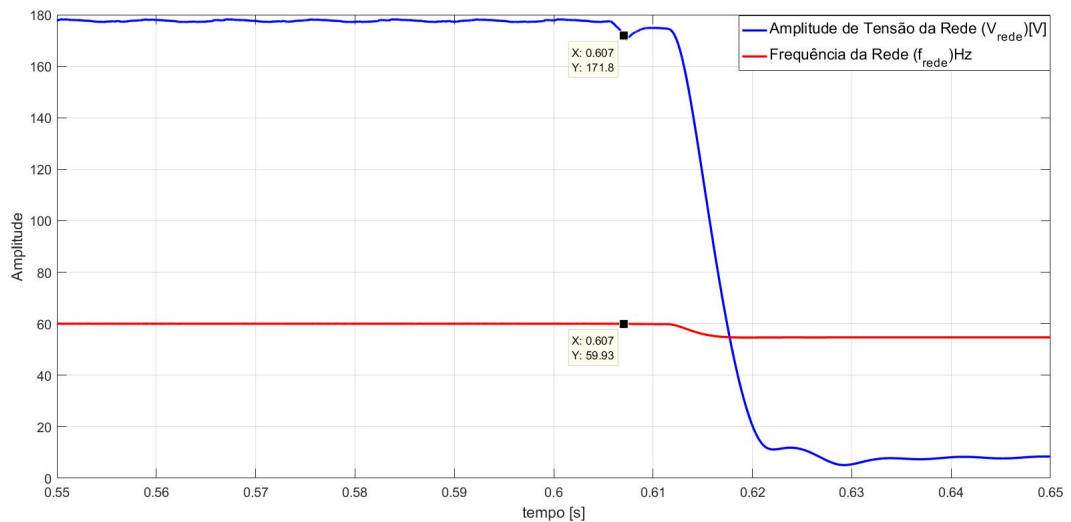


Fonte: Do Autor (2022).

A Figura 4.24 mostra os valores obtidos pelo FAS-Estimador da amplitude da tensão e frequência da rede. O FAS-Estimador monitora os parâmetros de tensão e frequência e como a tensão cai abaixo dos valores permitidos de 172 V, e se mantém nesse valor por 0,1 segundos,

o algoritmo detecta uma condição anormal de operação e dá o comando para que o conversor realize o ilhamento. Note que a frequência se mantém em 60Hz, portanto o algoritmo de detecção de ilhamento se baseia apenas na amplitude da tensão. Sabe-se que este tipo de detecção de ilhamento possui várias zonas de não detecção e também cenários de detecção que não representariam ilhamento. Por avaliar poucos parâmetros e por possuir baixa complexidade, este algoritmo confundiria um afundamento de curta duração com uma falha mais severa. Entretanto, o foco do trabalho é avaliar a operação do FCS-MPC nas condições de transição, e o algoritmo de detecção de ilhamento pode ser aprimorado em trabalhos futuros.

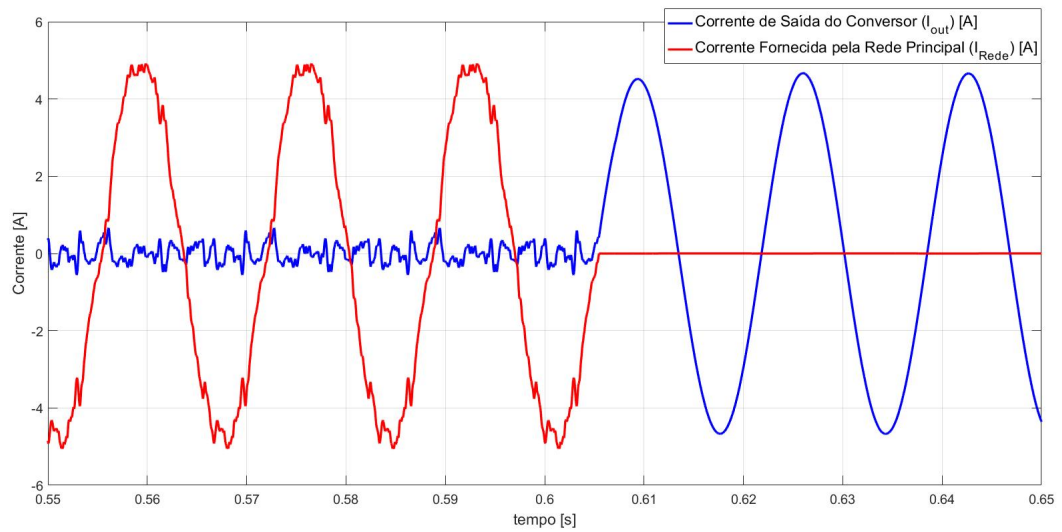
Figura 4.24 – Amplitude de Tensão e Frequência da Rede Medidos por PLL no Ilhamento



Fonte: Do Autor (2022).

Em vista da carga conforme Figura 4.25, observa-se que a rede principal fornece corrente para a carga até o instante em que o modo de controle é alterado, em 0,607 segundos. A partir deste instante de troca de modo de controle, onde o conversor passa a atuar de forma ilhada, a corrente que alimenta a carga é a do próprio conversor.

Figura 4.25 – Correntes I_{out} e I_{Rede} em Vista da Carga na Detecção de Ilhamento



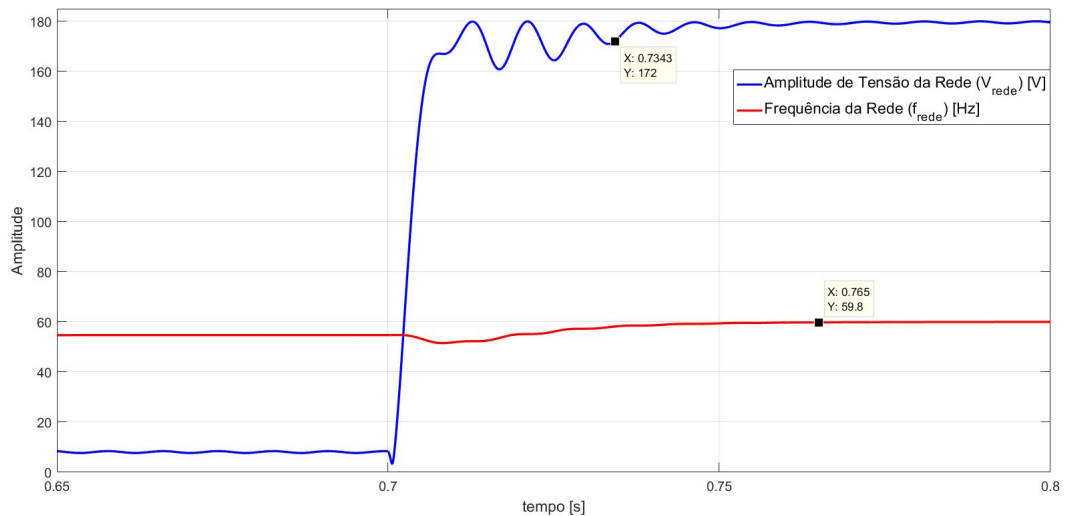
Fonte: Do Autor (2022).

4.12 Reconexão

Após o ilhamento, o conversor passa a controlar a microrrede no modo ilhado e permanece assim, até que a rede elétrica seja restabelecida, ou seja, no instante 0,7 segundos. Neste instante a rede inicia sua volta para os valores nominais de amplitude de tensão e frequência e assim que atingir estes valores, o algoritmo de sincronismo deve ser capaz de perceber e realizar o resincronismo, e se reconectar quando permitido.

A Figura 4.26 mostra os valores obtidos pelo FAS-Estimador da amplitude da tensão e frequência da rede no instante da rede se estabilizar novamente. O resincronismo só se inicia quando amplitude e frequência da rede estão dentro de seus valores nominais.

Figura 4.26 – Amplitude de Tensão e Frequência da Rede Medidos por PLL na Reconexão

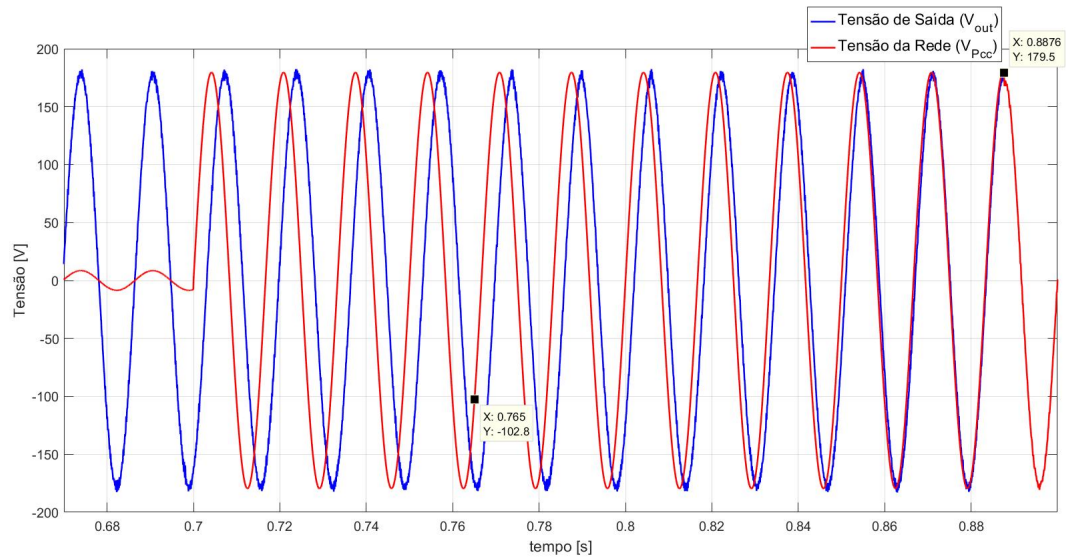


Fonte: Do Autor (2022).

O FAS-Estimador percebe que no instante de tempo igual a 0,7343 segundos, a amplitude retorna aos valores nominais, atingindo 172 V e se mantém dentro dessa faixa, por outro lado, a frequência só retorna a sua faixa de valores permitidos em 0,765 segundos. O que implica que mesmo com a amplitude de tensão dentro dos limites permitidos, antes mesmo que a frequência se estabilize, o algoritmo aguarda para que ambos estejam dentro de valores nominais permitidos para dar início ao sincronismo, ou seja, o sincronismo se inicia a partir de 0,765 segundos.

A Figura 4.27 ilustra as tensões de saída do conversor e da rede principal. Em instantes antes de 0,7 segundos a tensão da rede principal ainda se encontra fora, ou seja, as chaves no PCC se encontram abertas, onde o conversor está no modo ilhado, e sua referência de tensão é gerada internamente pelo algoritmo. No instante 0,7 segundos, a rede principal retorna, e são necessários 0,065 segundos para os valores fornecidos pelo FAS-Estimador se estabilizarem. Para evitar grandes oscilações durante a reconexão, o conversor deve ser sincronizado novamente com a tensão da rede (BALAGUER et al., 2011), segundo os valores permitidos para reconexão apresentados em (ZACHARIA et al., 2018). A partir do instante 0,765 segundos o algoritmo de sincronismo inicia o ajuste de fase da tensão de saída do conversor (V_{out}). Este cenário se difere do primeiro momento de sincronismo pois as duas tensões não estão no pior cenário de defasagem angular, portanto o sincronismo demora menos tempo, finalizando em 0,8876, ou seja, o algoritmo de sincronismo demora 122,6 ms de execução para sincronizar as fases.

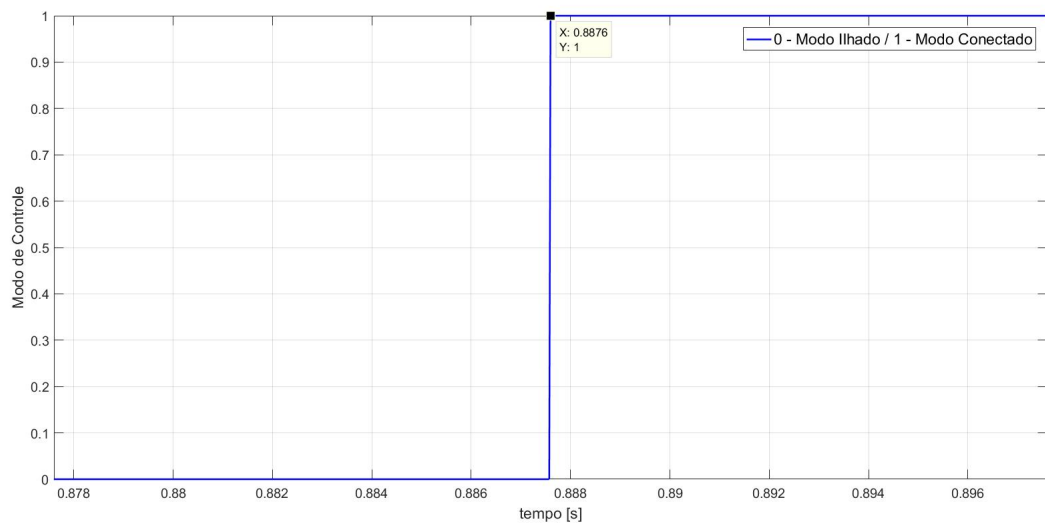
Figura 4.27 – Reconexão



Fonte: Do Autor (2022).

Após o sincronismo realizado, o comando para alternar o modo de controle é ativado no instante 0,8876 segundos, ou seja, as chaves no PCC se fecham, portanto a partir deste tempo a referência volta a ser da tensão no PCC, e o conversor opera no modo de controle de corrente com referência igual a 0A. A Figura 4.28 apresenta o instante da mudança do modo de controle ilhado para o modo conectado.

Figura 4.28 – Modo de Controle Para Reconexão

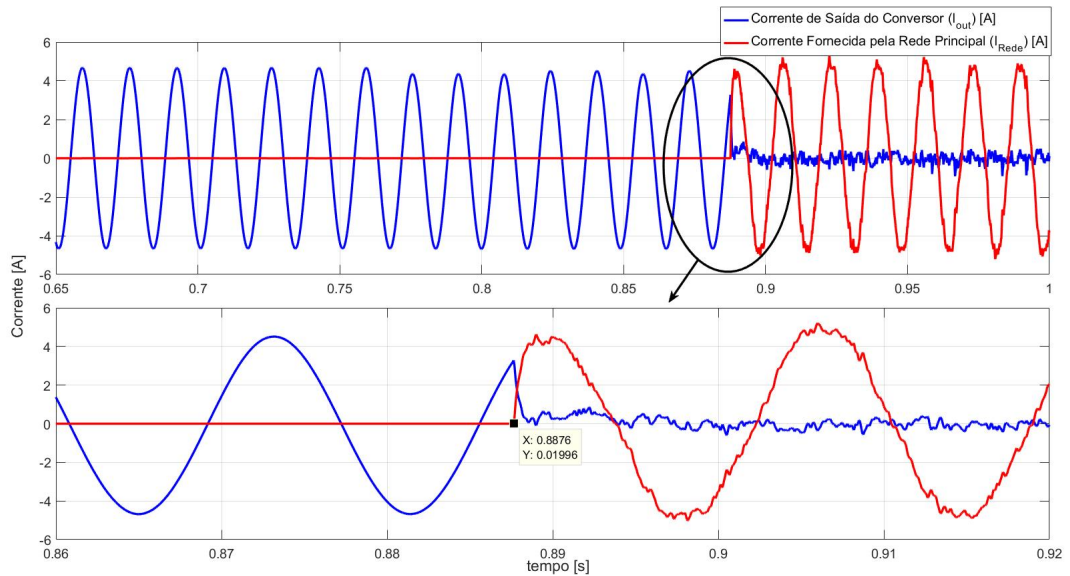


Fonte: Do Autor (2022).

É possível observar na Figura 4.29 a corrente da rede e a corrente do conversor durante a reconexão. O comportamento é similar ao apresentado na Figura 4.16. No instante 0,7 segun-

dos, mesmo com a volta da rede elétrica, o conversor permanece ilhado até que todo o processo de reconexão seja executado, portanto o conversor continua alimentando as cargas locais. Apenas no instante 0,8876 segundos existe a troca para o modo conectada à rede, e a rede elétrica passa a alimentar a carga, sem troca de potência com o conversor.

Figura 4.29 – Correntes I_{out} e I_{Rede} em Vista da Carga na Reconexão



Fonte: Do Autor (2022).

4.13 Conclusões

Neste capítulo foi discutido e implementado por meio de simulação sobre as técnicas definidas nos capítulos anteriores em um conversor formador de rede. A proposta da metodologia de controle FCS-MPC foi implementada, juntamente com os algoritmos de sincronismo e detecção de ilhamento e uma descrição sobre os filtros adaptativos foi realizada e também utilizada na simulação. Foi apresentado a forma de criação da função custo multivariável e justificado a utilização da resistência virtual para amortecimento de ressonância. Cada cenário de simulação foi apresentado e discutido durante o capítulo e a avaliação do FCS-MPC foi tomada a prova de sua execução como controle em cada teste.

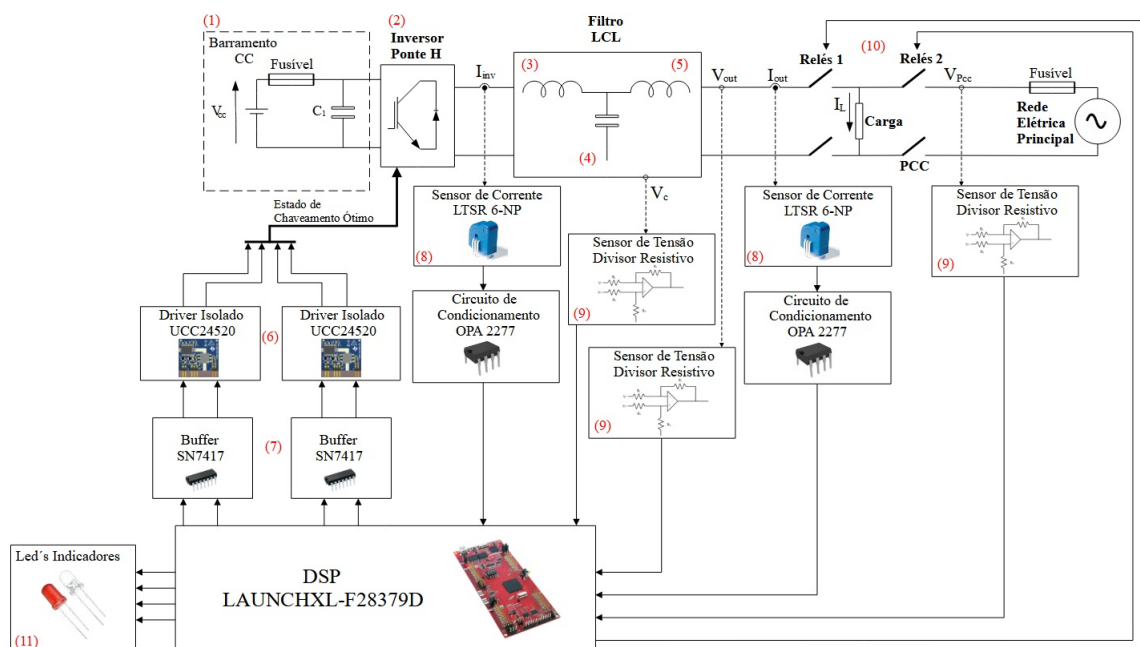
5 PROJETO DE UMA PLACA ELETRÔNICA PARA O CONVERSOR FORMADOR DE REDE

Neste capítulo será apresentado o projeto da placa eletrônica do conversor formador de rede. Serão apresentados os esquemáticos dos circuitos principais, montagem dos circuitos eletrônicos e dos sensores utilizados, criação da PCB e descrição de toda a funcionalidade do conversor para futuros testes práticos. As placas eletrônicas se encontram com os componentes soldados, portanto finalizadas. A etapa de testes, que engloba os resultados práticos, não faz parte do escopo deste trabalho e fica como proposta de trabalho futuro.

5.1 Projeto do Conversor Formador de Rede

A Figura 5.1 apresenta um esquemático do circuito de potência que é utilizado como base para o desenvolvimento do protótipo do conversor formador de rede. Trata-se de um inversor monofásico em ponte H com filtro LCL, projetado para operar conectado à rede elétrica ou isolado.

Figura 5.1 – Esquemático do Sistema Completo



Fonte: Do Autor (2022).

O conversor formador de rede é desenvolvido sob uma única placa principal como um sistema de um único estágio. Os circuitos principais que compõem o sistema de potência são: barramento CC (1), Inversor Ponte H (2) e filtro LCL para filtragem do chaveamento (3,4,5). O

o sistema de potência utiliza relés eletromecânicos para conexão e desconexão da rede principal e também entre o conversor e as cargas (10). Os circuitos que compõem o sistema eletrônico são: sensores de corrente (8) e tensão com circuito condicionamento (9), buffers (7), *driver's* isolados para acionamento dos IGBTs (6), *led's* indicadores de estágio de funcionamento (11) e um DSP (*Digital Signal Processor*). Além disso, a placa conta com proteção de sobrecorrente por meio de fusíveis, diversos pinos de testes e reguladores de tensão.

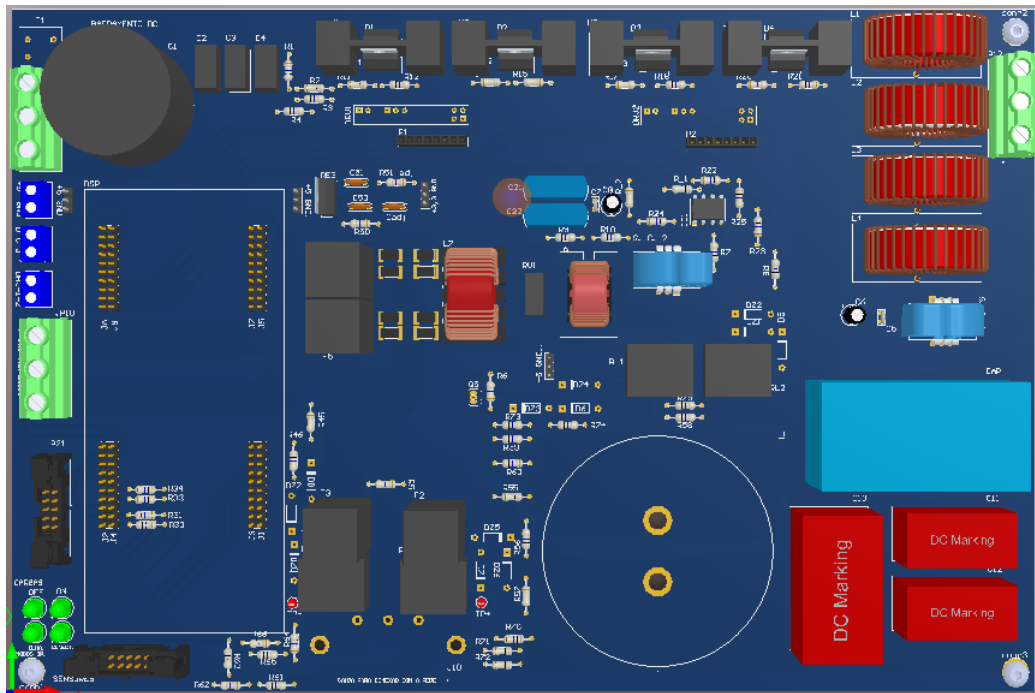
O projeto da placa principal é baseado em um kit de desenvolvimento da *Texas Instruments* chamado *Single Phase Inverter Development Kit with Voltage Source and Grid Connected Modes*, com diversas alterações para que atendesse as aplicações deste projeto.

Por meio dessas especificações, as próximas etapas trazem todas as partes de desenvolvimento do conversor.

5.1.1 Projeto da Placa Principal

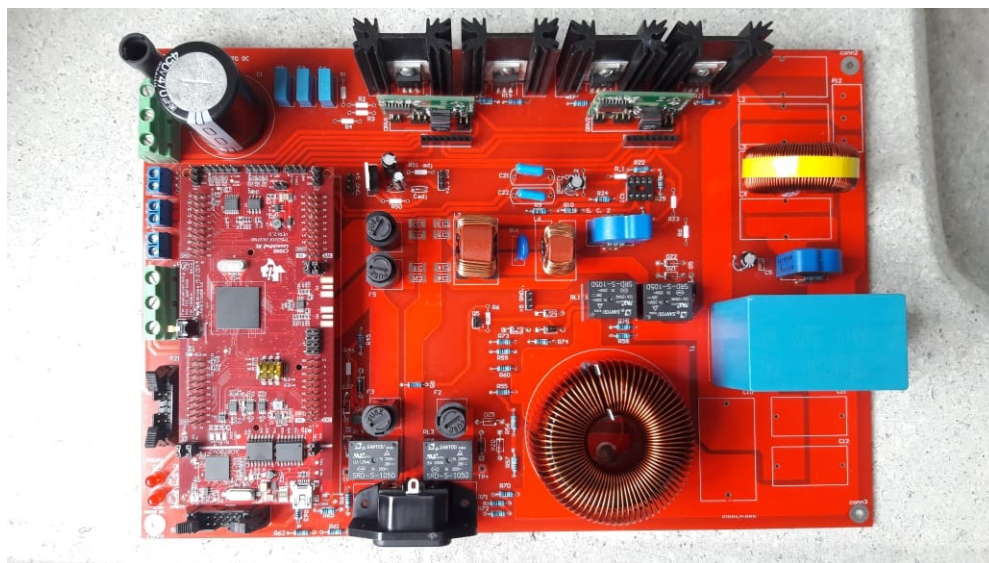
O projeto desta placa desenvolvida em *software* pode ser visualizada na Figura 5.2 e sua Placa de Circuito Impresso (PCI) pode ser vista na Figura 5.3.

Figura 5.2 – Projeto PCB no *software* Altium Designer



Fonte: Do Autor (2022).

Figura 5.3 – Resultado Prático da PCB

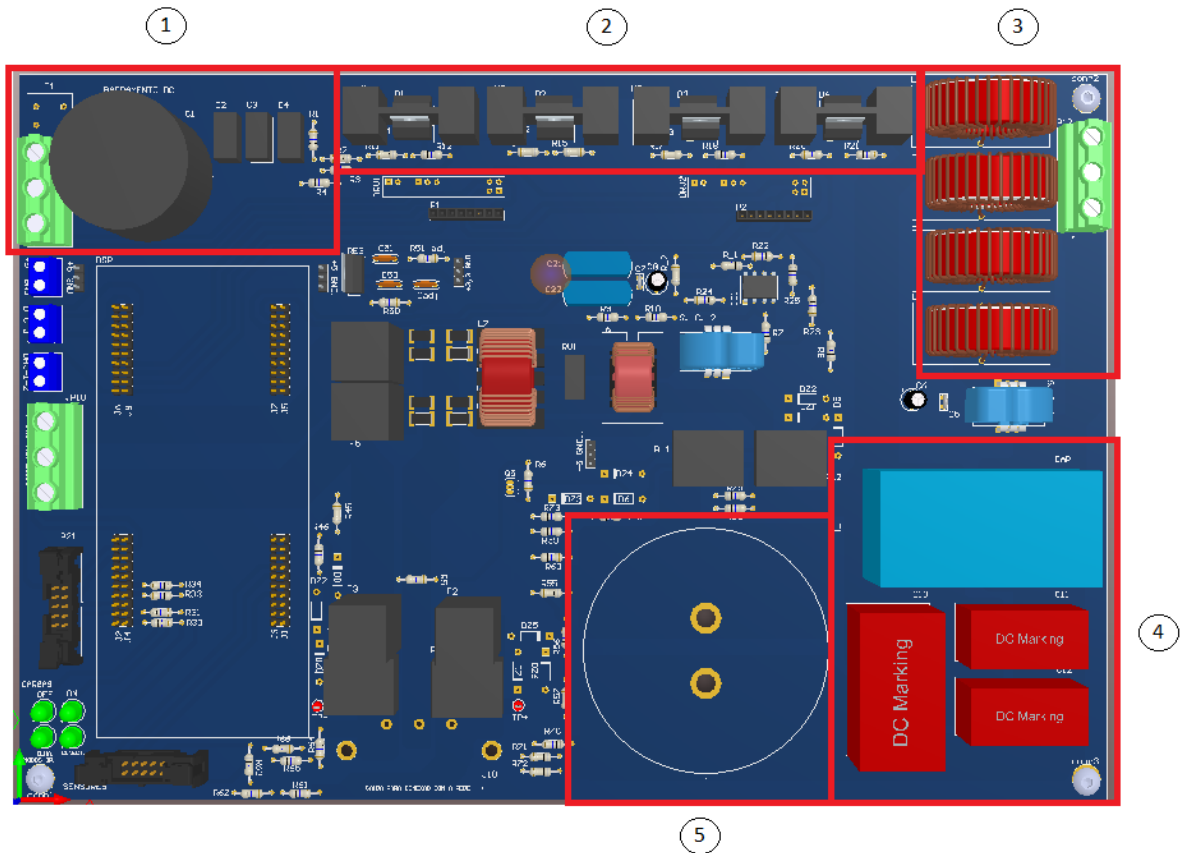


Fonte: Do Autor (2022).

Para uma melhor visualização gráfica das partes contidas na placa principal e localização dos componentes, a apresentação da placa é feita em quatro etapas: circuito de potência; *driver* e buffers; sensores; relés; e leds indicadores.

Na primeira etapa, que envolve o circuito de potência, será mostrado e descrito o barramento CC (1), inversor em Ponte H (2) e filtro de saída LCL (3,4,5). A Figura 5.4 ilustra a localização dos mesmos.

Figura 5.4 – Placa Principal - Barramento DC, IGBT's e Filtro de Saída do Inversor.



Fonte: Do Autor (2022).

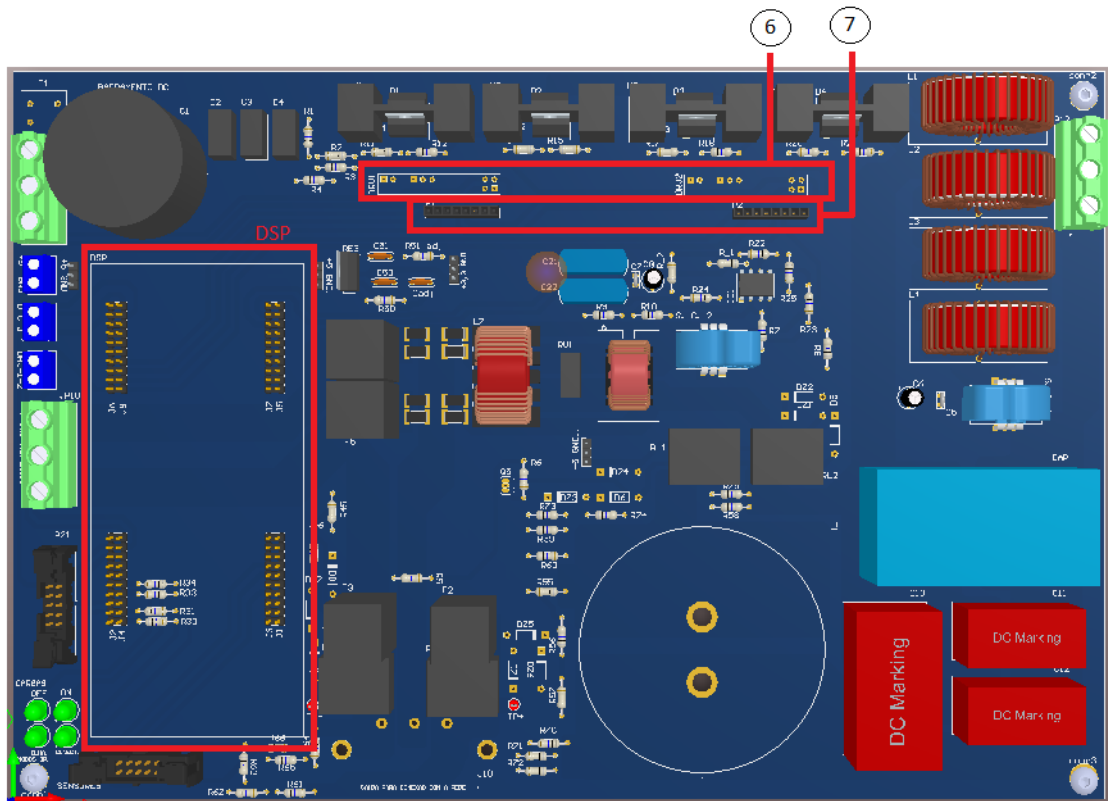
A descrição de cada circuito é dada por:

- **Barramento CC (1):** o barramento CC neste caso é composto por capacitores eletrolíticos e conectores de entrada para uma fonte de tensão CC externa. O circuito do conversor eletrônico está projetado para receber uma tensão máxima de entrada de até 400 V. Desta forma, a entrada da placa principal é dada por um borne, o qual recebe a tensão desta fonte, e após passar por um fusível de proteção, é direcionada à um pequeno banco de capacitores de 470 μ F - 450V.
- **IGBT's (2):** conforme descrição da topologia deste conversor, é necessário que haja 4 chaves em um conversor monofásico em ponte H. Portanto, o sistema de chaveamento da placa principal utiliza 4 IGBT's. Em conjunto a estas chaves, são utilizados diodos de roda livre e dissipadores. Algumas características dos IGBT's seguem como sendo do tipo IGP20N65H5, 650V de tensão coletor-emissor (V_{ce}), 20A de corrente no coletor (I_c). Os diodos utilizados se especificam como C4D08120A, possuem uma tensão reversa

máxima (V_{rrm}) de 1200 V, tensão direta (V_f) igual a 1,8 V e corrente direta (I_f) de 7,5 A. A função destas chaves é fazer com que a tensão de entrada, do barramento CC, seja convertida e devidamente controlada em uma tensão CA conforme aplicação.

- **Filtro LCL de Saída do Inversor (3, 4, 5):** O filtro de saída é um filtro do tipo LCL. A entrada deste filtro é conectada da saída das chaves do inversor. No presente trabalho, o filtro é composto primeiramente por uma sequência de 4 indutores em série de 700 uH (3), para que seja possível que estes valores sejam ajustados conforme aplicação. Estes são indutores do tipo toroidal da *Würth Elektronik* e cada um destes indutores possui uma corrente nominal associada de 5,1 A. Em seguida, o filtro possui 4 capacitores em paralelo (3,3 uF; 3,3 uF; 6,8 uF; 20 uF) (4), para que desta forma também seja possível reajustar o valor de capacitância do filtro de saída conforme aplicação. Ambos os capacitores de 3,3 uF e o capacitor de 6,8 uF são da *Würth Elektronik*, com tensão nominal de 310 V (AC). O capacitor de 20 uF é da marca EPCOS e suporta também uma tensão de 310 V (AC). Por fim, o último indutor do filtro, com valor de 340 uH (5), também é um indutor toroidal da marca *Würth Elektronik* e possui uma corrente nominal de 15 A.

Na segunda etapa é apresentada a localização do DSP, das conexões dos 2 *Driver's* dos IGBT's (6) e os buffers (7) na placa principal e suas respectivas descrições. Lembrando que estes dispositivos são como periféricos da placa, portanto somente os conectores destes estão presentes na placa principal. A Figura 5.5 ilustra a localização para conexão dos mesmos.

Figura 5.5 – Placa Principal - DSP, *Driver's* e Buffers.

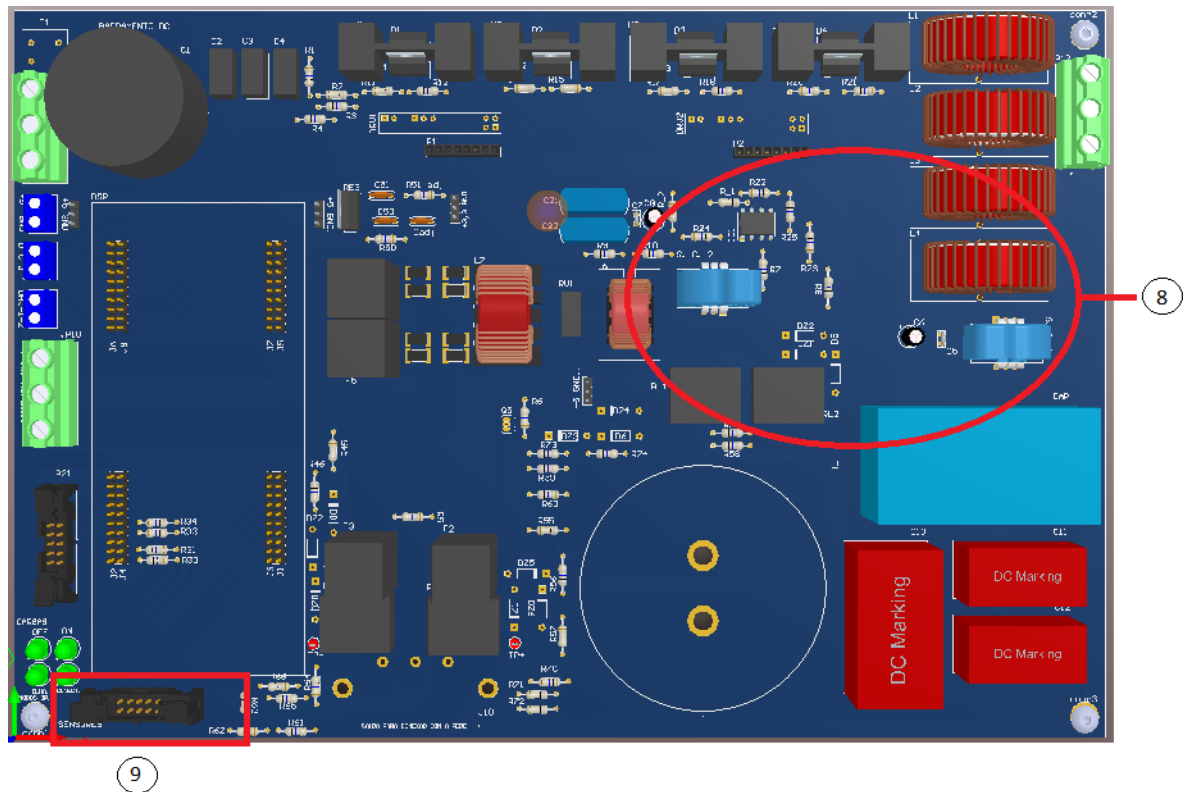
Fonte: Do Autor (2022).

A descrição de cada circuito é dada por:

- **Buffers (7):** O *buffer* utilizado é o SN7417. Este tem a função de aumentar ligeiramente a corrente e fornecer uma alta impedância e certo isolamento entre o DSP e o *Driver*. São utilizados 2 circuitos com um SN7417 em cada placa com intuito de receber os sinais enviados pelo DSP e fornecê-los aos *Drivers*.
- **Driver (6):** cada *driver* recebe 2 sinais de PWM. Portanto, o DSP envia 2 sinais de PWM ou de acionamento dos IGBTs para cada placa, que após condicionados pelo buffer são conectados ao *driver*. Ao receber estes sinais, os *driver's* realizam os acionamentos das chaves conforme o controle desejado.
- **DSP:** Neste projeto, o DSP basicamente é o responsável por receber os dados das aquisições realizadas pelos sensores, processá-los e enviar dados correspondentes aos dispositivos de saída.

A terceira etapa apresenta os sensores utilizados na placa principal. São utilizados 2 sensores de tensão e 2 sensores de corrente. A Figura 5.6 ilustra a localização dos mesmos.

Figura 5.6 – Placa Principal - Sensores.



Fonte: Do Autor (2022).

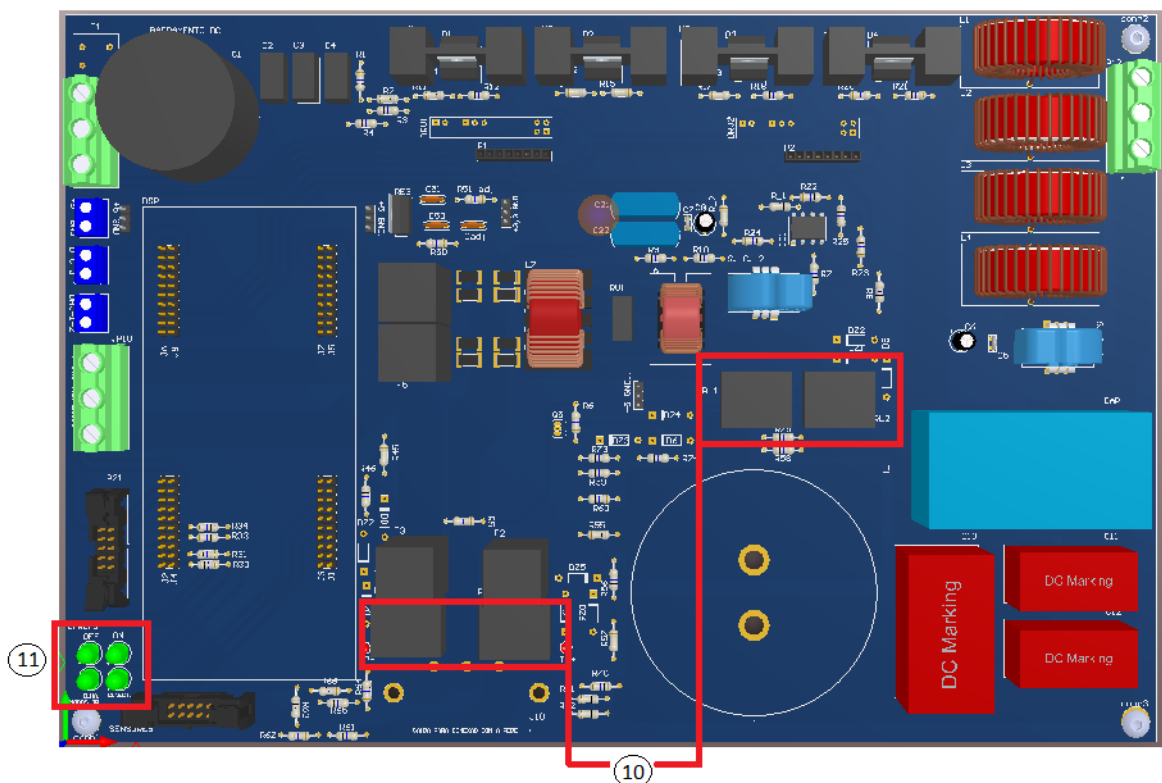
Seja para os sensores de corrente quanto para os sensores de tensão, existe um circuito de condicionamento de sinais. Este é um circuito eletrônico adequado aos níveis de tensão de saída dos sensores para níveis compatíveis com a leitura pelo DSP. Os circuitos de condicionamento também estão contidos na placa. A descrição de cada um desses componentes é dada por:

- Sensores Hall de Corrente (8):** os sensores de corrente utilizados neste projeto são do tipo LTSR 6-NP. Este é um sensor da fabricante *Life Energy Motion* (LEM), cuja tensão de alimentação é 5V e a corrente nominal no lado primário deve ser até 6 A_{rms} . Foram utilizados 2 destes, sendo 1 localizado após o indutor L_1 do filtro LCL, para que seja possível medir a corrente de saída no inversor (I_{inv}), e um segundo localizado após o indutor L_2 do filtro LCL, para medir a corrente de saída do filtro (I_{out}). Os sistemas de condicionamento estão já adicionados a própria placa principal. Esta decisão de projeto foi tomada devido ao fato de que os sensores de corrente precisam estar conectados em série à corrente do circuito, portanto é mais adequado colocá-los fixos a placa a ser um periférico.

- Sensores de Tensão (9):** na placa principal é deixado um conector *flat* para que seja possível retornar com os sinais dos sensores de tensão, que são considerados como periféricos desta placa. A vantagem em se utilizar um sensor como periférico é a possibilidade de adequação de sua especificação de acordo com as necessidades do projeto. Na placa principal, nos pontos de medição de tensão, já existem divisores resistivos, para reduzir o nível de tensão que são enviados para o circuito externo da placa. Além disso, existem terminais que permitem acesso à tensão nominal destes pontos. Essa escolha ocorreu pois objetiva-se testar o uso de sensores de menores custos e verificar se eles não perdem suas precisões com os resultados dos algoritmos. Os pontos de medição são: tensão da saída do inversor (V_{inv}), tensão no capacitor (V_c) e a tensão no ponto de acoplamento comum (V_{Pcc}) na qual o conversor vai fazer a conexão e desconexão ao realizar o modo de transição.

Na sequência, na quarta etapa são apresentados os relés para conexões e os led's indicadores, como na Figura 5.7.

Figura 5.7 – Placa Principal - Relés de Conexão e Led's Indicativos.



Fonte: Do Autor (2022).

A descrição de cada componente é dada por:

- **Relés (10):** na placa se encontram 2 pares de relés eletromecânicos. Um primeiro par é conectado logo na saída do filtro LCL do inversor. Quando estes estiverem com contato fechado, o inversor é capaz de se conectar às cargas. O segundo par é conectado próximo à entrada da tensão da rede, com a qual o conversor faz a conexão e desconexão ao realizar os modos de transição. Ou seja, o segundo par de relés controla a capacidade do inversor de se conectar e desconectar à rede, é o ponto de acoplamento comum. No esquemático da Figura 5.1 é possível observar os posicionamentos dos relés.
- **Led's Indicadores (11):** led's são dispositivos de emissão de luz, que são utilizados no trabalho como sinalizadores de avisos. Na própria placa principal encontra-se escrito a função de cada led, será avisado se há carga conectada ou não e se o modo de operação se encontra no modo ilhado ou modo conectado à rede.

5.1.2 Driver Isolado

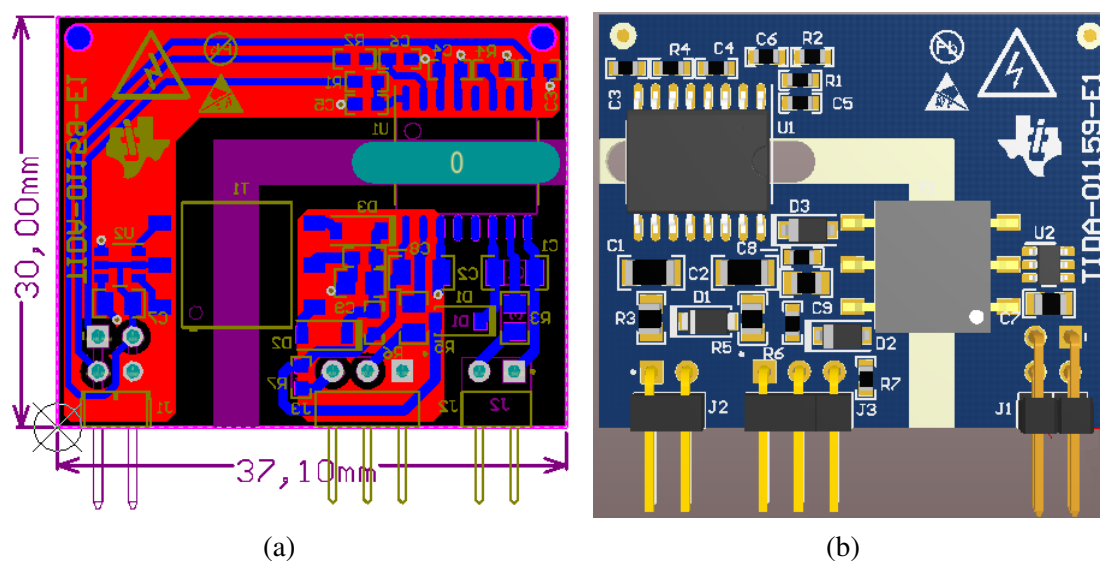
A maioria das aplicações dos IGBT's envolvem altas correntes. Estes componentes possuem uma alta impedância de entrada, mesmo assim é um componente de fácil acionamento. Um dispositivo essencial para realizar o acionamento de um IGBT é o driver.

Um driver é utilizado para disparo de MOSFET's e IGBT's. Ele deve ficar posicionado entre o circuito de controle e o de potência. Sua função é amplificar os níveis de tensão e corrente que provém do microcontrolador.

O dispositivo utilizado neste projeto é um TIDA-01159. Este é baseado em um driver de porta isolada UCC24520 da *Texas Instruments*, com capacidade de acionamento de chaves como os IGBT's. Esta placa por possuir sinais de terra diferentes, causa também proteção de isolamento no sistema. Por esta placa ser um dispositivo de meia ponte, no projeto são utilizados 2 driver's para acionamento dos 4 IGBT's, e eles ficam posicionados entre os optoacopladores e os IGBT's.

A Figura 5.8 ilustra o driver TIDA-01159 da *Texas Instruments* utilizando neste projeto e a Figura 5.9 ilustra a PCB impressa da placa do *Driver*.

Figura 5.8 – PCB do *driver*. a) Perspectiva 2D; b) Perspectiva 3D



Fonte: TEXAS (2016)

Figura 5.9 – Resultado Prático da PCB do *Driver*



Fonte: Do Autor (2022).

5.1.3 Processador Digital de Sinais - DSP

O controle do conversor e também de todo o sistema da placa principal é realizado por um DSP (*Digital Signal Processor*). É utilizado um Kit de desenvolvimento da *Texas Instruments* denominado LAUNCHXL-F28379D. A escolha deste ocorre pelo fato de sua boa execução com sistemas mais robustos por aplicação em eletrônica de potência, e seu bom desempenho relacionado a cálculos mais complexos.

A Figura 5.10 ilustra o processador de dados utilizado no projeto.

Figura 5.10 – DSP LAUNCHXL-F2837D



Fonte: TEXAS (2016).

5.2 Protótipo do Conversor Formador de Rede

O protótipo final da placa do conversor está montada como apresentada na Figura 5.11.

Figura 5.11 – Resultado Final do Projeto da PCB



Fonte: Do Autor (2022).

Alguns testes foram realizados nos *buffer's* e *driver's*, onde por meio de uma programação inicial no DSP, foram criados sinais PWM e enviados ao *buffer* que, por sua vez foram transferidos ao *driver*, onde foi possível observar os sinais perfeitamente em sua saída por um osciloscópio digital. Análises de continuidade das trilhas também foram realizadas em toda a placa geral, no *driver* e *buffer*, por meio do teste de condutividade feita com auxílio de um multímetro.

Para que a placa entre em operação é necessário finalizar a configuração do DSP e implementação dos algoritmos. Para o momento dos testes é necessário possuir ferramentas adequadas para auxílio, como um osciloscópio e multímetro.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a aplicação do controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) para realizar a transição suave de conversores eletrônicos. O objetivo foi utilizar esta metodologia de controle em um conversor formador de rede com filtro de saída LCL para realizar esta transição.

No desenvolvimento do trabalho inicialmente foi obtido o modelo matemático do sistema por meio do filtro LCL, para prever o seu comportamento a cada estado de chaveamento do conversor. Em seguida, a princípio foram estudadas diferentes funções custo para avaliar o desempenho do controle em cada modo de operação e principalmente durante a transição. Alguns cenários foram simulados em *software* e vários desafios foram observados como: picos nos sinais de tensão e corrente, oscilações, ressonâncias e harmônicos ocorridos durante e após a transição do modo ilhado para o modo conectado. Cada um destes problemas foi sendo solucionado gradativamente, até a proposta final apresentada.

A utilização de uma função custo convencional não foi suficiente para manter controle e qualidade nos sinais adequados no cenário da transição e em regime permanente. Portanto, para alcançar os objetivos foi utilizada uma função custo multivariável com ajuste dos fatores de ponderação para cada termo de acordo com o modo de controle definido para o conversor. Os resultados mostraram melhora do controle e na qualidade dos sinais em ambos os modos de operação. A inserção da resistência virtual atuou principalmente nas ressonâncias e oscilações ocorridas na transição. Por fim, o algoritmo de sincronismo proposto, por realizar o ajuste de fase do sinal de tensão de saída do conversor para sincronizá-lo a fase do sinal de tensão da rede no PCC ameniza o fluxo de potência que existiria entre as fontes no momento da transição, eliminando os picos de tensão e corrente. O algoritmo de sincronismo realiza o ajuste de fases para o pior cenário, onde a diferença entre as fases é de 180° , em um tempo de 275 ms.

As reais contribuições apresentadas deste trabalho foram a combinação dos algoritmos: FCS-MPC com função custo multivariável, amortecimento de Ressonância e Sincronismo. Estes quando aplicados a um conversor formador de rede com filtro LCL, resultaram em uma transição suave entre modos de operação de uma microrrede, mantendo a qualidade dos sinais também em regime permanente. Separadamente estes algoritmos não conseguem eliminar os desafios apontados nos sinais durante a transição, mas combinados eles apresentaram um bom desempenho de controle e uma melhora na qualidade dos sinais por meio do amortecimento de ressonâncias e eliminação de conteúdos harmônicos.

Os filtros adaptativos FAS-Estimador utilizados para extrair as fases dos sinais de tensão de saída do conversor e tensão da rede para realizar o sincronismo se comportaram de maneira eficiente. O FAS-LMS também demonstrou um bom desempenho para extração das componentes fundamentais dos sinais de corrente de saída do filtro e tensão no PCC para a criação dos sinais de referência. O algoritmo de detecção de ilhamento, por sua vez, foi o menos explorado, portanto necessita de maiores investigações para garantir operação correta em diferentes condições de detecção.

Por fim, o FCS-MPC demonstrou ser um controle de simples implementação, porém robusto na aplicação em um conversor formador de rede para realizar transição entre os modos de operação. Apresentou também uma boa resposta na troca de referências de controle. Mesmo com a presença da frequência de chaveamento do FCS-MPC nos sinais de saída do inversor, o filtro LCL demonstrou sua utilização na eliminação da maior parte dessas frequências e sintetizou sinais de controle adequados.

6.1 Trabalhos Futuros

Como etapas futuras de implementação do trabalho, podem ser realizados:

- Otimizar o algoritmo de sincronismo;
- Pesquisar e avaliar a utilização de outros algoritmos de detecção de ilhamento no sistema;
- Verificar e eliminar os harmônicos permanentes no sinal de corrente após a conexão do conversor com a rede principal;
- Realizar testes práticos com o protótipo;
- Implementar os algoritmos FCS-MPC, algoritmos de sincronismo e algoritmo de detecção de ilhamento apresentados neste trabalho no protótipo;
- Fazer uma análise comparativa entre os resultados obtidos por meio dos testes práticos com os testes simulados;
- Realizar uma comparação entre os resultados obtidos nos testes práticos com resultados da literatura;

6.2 Publicações

Os artigos apresentados a seguir fazem parte da produção científica desenvolvida durante o período deste trabalho.

Artigos Publicados em Anais de Congressos:

- a) MORAIS DE OLIVEIRA, FRANCK; COSTA FERREIRA, SILVIA . **"Aplicação do FCS-MPC em Conversores com Transição Suave entre Modos de Operação."** In: 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2021, São Paulo. 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2021. p. 409-416.
- b) OLIVEIRA, F. M.; BOTELHO, T. M. ; FERREIRA, S. C. **"Projeto de um Conversor Formador de Rede com Filtro de Saída LCL."** In: XXIX Congresso da Pós-Graduação da Universidade Federal de Lavras, 2020, Lavras - MG. Anais do XXIX Congresso da Pós-Graduação, 2020. p. 805-818.
- c) RIBEIRO, J. E. ; OLIVEIRA, F. M. ; BRAGA, I. N. D. S. ; FERREIRA, S. C. **"Análise e controle de conversores formadores de rede com operação ilhada baseados em técnicas de controle PI."** In: XXIX Congresso da Pós-Graduação da Universidade Federal de Lavras, 2020, Lavras - MG. Anais do XXIX Congresso da Pós-Graduação, 2020. p. 209-218.

REFERÊNCIAS

- ANANNA, T. P. et al. Development of an lcl filter for a residential microgrid system. In: **2015 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 13–17.
- ANEEL, A. N. de E. E. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional - prodist. **Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica. Revisão 12**, 2020.
- ARAFAT, M. N.; ELRAYYAH, A.; SOZER, Y. An effective smooth transition control strategy using droop-based synchronization for parallel inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 3, p. 2443–2454, May 2015.
- BABQI, A. J.; ETEMADI, A. H. Mpc-based microgrid control with supplementary fault current limitation and smooth transition mechanisms. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 11, n. 9, p. 2164–2172, 2017.
- BABQI, A. J.; YI, Z.; ETEMADI, A. H. Centralized finite control set model predictive control for multiple distributed generator small-scale microgrids. In: **2017 North American Power Symposium (NAPS)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–5.
- BALAGUER, I. J. et al. Control for grid-connected and intentional islanding operations of distributed power generation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 147–157, 2011.
- BAO, C. et al. Step-by-step controller design for lcl-type grid-connected inverter with capacitor–current–feedback active-damping. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1239–1253, 2014.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, Oct 2006. ISSN 1557-9948.
- BLANCO, C. et al. Synchronization in highly distorted three-phase grids using selective notch filters. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2641–2648.
- BODSON, M.; DOUGLAS, S. C. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequency. **Automatica**, Elsevier, v. 33, n. 12, p. 2213–2221, 1997.
- BOLSENS, B. et al. Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled pwm-inverters using an lcl output filter. In: **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4616–4622 Vol.6. ISSN 0275-9306.
- BONALDO, J. P. et al. **Multifuncionalidade de conversores eletrônicos de potência utilizados em microrredes inteligentes**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2015.
- BORREGGINE, S. et al. A review on model predictive control and its applications in power electronics. In: **2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.

CHEN, F.; BURGOS, R.; BOROYEVICH, D. A high-efficiency interleaved single-phase ac-dc converter with common-mode voltage regulation for 380 v dc microgrids. In: **2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 4128–4135.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In: **2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6.

CORREA-BETANZO, C. et al. An interleaved single phase grid tied converter aimed at dc microgrid applications. In: **2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 277–282.

CORTES, P. et al. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4312–4324, 2008.

CORTES, P. et al. Model predictive control of an inverter with output lc filter for ups applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 1875–1883, 2009.

D'AGOSTINO, F. et al. Low voltage microgrid islanding through adaptive load shedding. In: **2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. ISSN null.

DAS, D.; GURRALA, G.; SHENOY, U. J. Linear quadratic regulator-based bumpless transfer in microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 1, p. 416–425, Jan 2018.

DONG, D. et al. Modes of operation and system-level control of single-phase bidirectional pwm converter for microgrid systems. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 1, p. 93–104, March 2012. ISSN 1949-3061.

DRAGIČEVIĆ, T. Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 6304–6317, 2018.

DUTTA, S. et al. Shifting of research trends in islanding detection method-a comprehensive survey. **Protection and Control of Modern Power Systems**, Springer, v. 3, n. 1, p. 1–20, 2018.

EBRAHIMPANAH, S.; CHEN, Q.; ZHANG, L. Model predictive current control with duty cycle optimization for two-level three-phase grid-tied inverter with output lcl filter based on forward euler approximation. In: **2017 International Conference on Industrial Informatics - Computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration (ICIICII)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 155–158.

EINI, R.; ABDELWAHED, S. Rotational inverted pendulum controller design using indirect adaptive fuzzy model predictive control. In: **2019 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.

ESASHIKA, H.; NATORI, K.; SATO, Y. A universal control method to realize plug-and-play converters for microgrids. In: **2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–7. ISSN 2150-6078.

FALKOWSKI, P.; SIKORSKI, A. Finite control set model predictive control for grid-connected ac–dc converters with lcl filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 4, p. 2844–2852, 2018.

FANG, J. et al. Inertia enhancement by grid-connected power converters with frequency-locked-loops for frequency derivative estimation. In: **2018 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5.

FARD, R. N. **Finite Control Set Model Predictive Control in Power Converters**. Tese (Doutorado) — PhD Thesis of Norwegian University of Science and Technology, 2013.

FERREIRA, S. C. **Controle Preditivo Baseado em Modelo na Compensação Dinâmica do Reativo com Filtro Híbrido**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2016.

FERREIRA, S. C. et al. Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 3, p. 2608–2617, 2018.

FERREIRA, S. C. et al. Filtros adaptativos aplicados em condicionadores de energia. **Eletrônica de Potência**, p. 377–385, 2014.

GABE, I. J.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, H. Design and implementation of a robust current controller for vsi connected to the grid through an lcl filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, June 2009. ISSN 1941-0107.

GAUTAM, D.; P, H. R. Microgrid system advanced control in islanded and grid connected mode. In: **2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 301–305. ISSN null.

GONZATTI, R. B. et al. Implementation of a grid-forming converter based on modified synchronous reference frame. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2116–2121. ISSN 1553-572X.

GUAN, Q. et al. Single-phase phase-locked loop based on derivative elements. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 6, p. 4411–4420, 2017.

GUIMARÃES, R. A. **Controle Preditivo Baseado em Modelo Para Conversores Formadores de Rede Com Operação Ilhada**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Lavras, Lavras, 2019.

HAN, Y. et al. Comparative performance evaluation of orthogonal-signal-generators-based single-phase pll algorithms—a survey. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3932–3944, 2016.

HSU, L.; ORTEGA, R.; DAMM, G. A globally convergent frequency estimator. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 44, n. 4, p. 698–713, 1999.

HUANG, Q.; RAJASHEKARA, K. Virtual rlc active damping for grid-connected inverters with lcl filters. In: **2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 424–429.

HUSSAIN, M. N.; MELATH, G.; AGARWAL, V. An active damping technique for pi and predictive controllers of an interlinking converter in an islanded hybrid microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, p. 1–1, 2020.

IEEE, . Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces - redline. **IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003) - Redline**, p. 1–227, 2018.

JIA, L. et al. Analysis of the transition between multiple operational modes for hybrid ac/dc microgrids. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v. 4, n. 1, p. 49–57, 2018.

JIA, Y.; ZHAO, J.; FU, X. Direct grid current control of lcl-filtered grid-connected inverter mitigating grid voltage disturbance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1532–1541, 2014.

KIM, H.; SUL, S. Analysis on output lc filters for pwm inverters. In: **2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 384–389. ISSN null.

KOURO, S. et al. Model predictive control a simple and powerful method to control power converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2009.

KROPOSKI, B.; BASSO, T.; DEBLASIO, R. Microgrid standards and technologies. In: **2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–4. ISSN 1932-5517.

LEITE, L. H. d. M. et al. Uma revisão completa da normatização nacional e internacional para a conexão de geração distribuída fotovoltaica à rede de energia. **XIII Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica**, 2019.

LENG, Z.; LIU, Q. A simple model predictive control for buck converter operating in ccm. In: **2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 19–24.

LI, Y. et al. Smooth states transition control strategy for microgrid. In: **2017 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 86–91. ISSN null.

LIM, C. S. et al. Comparison of current control strategies based on fcs-mpc and d-pi-pwm control for actively damped vses with lcl-filters. **IEEE Access**, v. 7, p. 112410–112423, 2019.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, Sep. 2005. ISSN 1939-9367.

LIU, C. et al. Model predictive control of single phase grid-connected inverter with lc filter. In: **2017 32nd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 115–119.

LUO, Z. et al. Frequency measurement using a frequency locked loop. In: **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 917–921.

- MASSING, J. R. et al. Adaptive current control for grid-connected converters with lcl filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 12, p. 4681–4693, Dec 2012. ISSN 1557-9948.
- MOJIRI, M.; BAKHSHAI, A. R. An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 49, n. 2, p. 314–318, 2004.
- MOJIRI, M.; KARIMI-GHARTEMANI, M.; BAKHSHAI, A. Time-domain signal analysis using adaptive notch filter. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 55, n. 1, p. 85–93, 2007.
- NARDI, C. et al. A methodology of lcl filter design for grid-tied power converters. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. ISSN null.
- OGATA, K. *Discrete-time Control Systems*. **Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc.**, 1987.
- OLIVARES, D. E. et al. Trends in microgrid control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, 2014.
- PANDA, S. K.; BABU, B. C. Improved phase detection technique for grid synchronization of dg systems during grid abnormalities. In: **2013 Students Conference on Engineering and Systems (SCES)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. ISSN null.
- PANTEN, N.; HOFFMANN, N.; FUCHS, F. W. Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 5189–5200, 2016.
- PEREIRA, R. R. et al. Application of adaptive filters in active power filters. In: **2009 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 770–774.
- PINZÓN, A. M. O.; SILVEIRA, P. M. d.; FILHO, J. M. de C. Improvements of power quality in a microgrid when using lcl filters at vsocs. In: **2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de potência. Circuitos, Dispositivos e aplicações*. Editora, 1999.
- REGALIA, P. A. An improved lattice-based adaptive iir notch filter. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 39, n. 9, p. 2124–2128, 1991.
- ROCABERT, J. et al. Control of power converters in ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, Nov 2012. ISSN 1941-0107.
- RODRIGUEZ, J. et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, 2013.
- SAMPAIO, L. et al. Inversor monofásico para geração distribuída conectada à rede elétrica, com injeção de potência ativa e capacidade de compensação reativa. **Eletrônica de Potência**, v. 19, n. 1, p. 90–97, 2013.
- SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. Model predictive direct power control for a grid-connected converter with an lcl-filter. In: **2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 588–593.

SILVA, M. J. et al. Avaliação de desempenho de algoritmos de sincronismo com a rede elétrica. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA**. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, n. 1.

SORKHABI, S. S.; BAKHSHAI, A. Microgrid control strategies and synchronization techniques during transition between grid-connected and stand-alone mode of operation. In: **2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.

TALAPUR, G. G. et al. Hybrid control technique for load sharing and seamless transition in microgrid mode of operation. In: **2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. ISSN null.

TEXAS. Compact half-bridge reinforced isolated gate drive reference design - tida-01159. disponível em: <<http://www.ti.com/tool/tida-01159>>. **Reference Designs**, 2016.

TINA, G. M.; CELSA, G. A matlab/simulink model of a grid connected single-phase inverter. In: **2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 1, p. 16–31, 2014.

VILLALVA, M. G. et al. **Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica**. Tese (Doutorado) — UNICAMP, Campinas, 2010.

WANG, J. et al. Design of a generalized control algorithm for parallel inverters for smooth microgrid transition operation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 8, p. 4900–4914, Aug 2015.

Wang, X. et al. Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with lcl filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 12, p. 3119–3127, Dec 2010. ISSN 1941-0107.

WANG, X. et al. Impact of islanding detection time on the mode transition of inverter-based micro-grid. In: **2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 708–711.

WANICHROJANARAT, C.; WIRASANTI, P. Control strategy for seamless transition of microgrid using battery energy storage system. In: **2018 53rd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. ISSN null.

WIDROW, B. et al. Adaptive noise cancelling: Principles and applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 63, n. 12, p. 1692–1716, 1975.

WU, H. et al. A microgrid system with multiple island detection strategies. In: **2019 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–4.

XU, Q. et al. A decentralized control strategy for economic operation of autonomous ac, dc, and hybrid ac/dc microgrids. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 32, n. 4, p. 1345–1355, Dec 2017. ISSN 1558-0059.

ZACHARIA, L. et al. Islanding and resynchronization procedure of a university campus microgrid. In: **2018 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.