

UNIVERSIDADE ESTADUAL DO OESTE DO PARANÁ

CAMPUS DE FOZ DO IGUAÇU

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO

**TÉCNICAS DE PWM NA OPERAÇÃO DE
CONVERSORES EM MICRORREDES CONSIDERANDO
A PRESTAÇÃO DE SERVIÇOS DE SUPORTE**

DOUGLAS OLIVO

FOZ DO IGUAÇU

2024

Douglas Olivo

Técnicas de PWM na operação de conversores em microrredes considerando a prestação de serviços de suporte

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual do Paraná como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Sistemas Elétricos e Computação.

Orientador: Adriano Batista de Almeida

Co-orientador: Paulo Thiago de Godoy

Foz do Iguaçu

2024

Ficha de identificação da obra elaborada através do Formulário de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da Unioeste.

Olivo, Douglas

Técnicas de PWM na operação de conversores em microrredes considerando a prestação de serviços de suporte / Douglas Olivo; orientador Adriano Batista de Almeida; coorientador Paulo Thiago de Godoy. -- Foz do Iguaçu, 2024.

99 p.

Dissertação (Mestrado Acadêmico Campus de Foz do Iguaçu) -- Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Centro de Engenharias e Ciências Exatas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação, 2024.

1. Microrredes. 2. Serviços ancilares. 3. Conversores. 4. PWM. I. Almeida, Adriano Batista de, orient. II. Godoy, Paulo Thiago de, coorient. III. Título.

Técnicas de PWM na operação de conversores em microrredes considerando a prestação de serviços de suporte

Douglas Olivo

Esta Dissertação de Mestrado foi apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação e aprovada pela Banca Examinadora assim constituída:

Prof. Dr. **Adriano Batista de Almeida** - (Orientador)

Universidade Estadual do Oeste do Paraná - UNIOESTE

Prof. Dr. **Diogo Marujo**

Universidade Estadual do Oeste do Paraná - UNIOESTE

Dr. **Jonas Roberto Pesente**

Itaipu Binacional - ITAIPU

Data da defesa: 25 de Outubro de 2024.

Resumo

Nos últimos anos, tem crescido a inserção dos Recursos Energéticos Distribuídos (REDs) nos sistemas elétricos. Como solução para melhor integrá-los, surgem as Microrredes (MRs), baseadas principalmente em fontes de energia renovável conectadas através de Conversores Eletrônicos de Potência (CEP) às cargas e à rede principal. Estes conversores podem ser explorados para, além de fornecer energia, prestar serviços ancilares de interesse, tal como o suporte de reativos. Neste sentido, diferentes técnicas de PWM possibilitam uma melhor utilização da tensão do lado CC do conversor e há espaço na literatura para uma investigação mais ampla que relacione a implementação destas estratégias de PWM à prestação de serviços de suporte, especialmente no contexto de MRs, com mais de um conversor operando em paralelo.

O presente trabalho tem como objetivo verificar em que medida o uso de técnicas de PWM que permitam um maior aproveitamento da tensão CC pode contribuir para a utilização dos conversores na prestação de serviços de suporte. Para tal, utiliza-se um sistema teste, baseado na MR laboratorial do campus da UNIOESTE em Foz do Iguaçu, para a realização de simulações que permitam estudar o comportamento dos conversores na prestação de suporte de reativos utilizando o PWM senoidal (SPWM), o PWM com Injeção de Terceira Harmônica (THIPWM) e o PWM em Espaço Vetorial (SVPWM).

Diferentes cenários de operação são simulados, contemplando eventos de ilhamento e de demanda de reativos e variando a tensão disponível no barramento CC e a estratégia de PWM empregada. Para cada um dos cenários, são avaliadas grandezas como frequência, tensão e potência dos conversores, além de traçada a curva de capacidade com os limites de potência do conversor e o ponto de operação para o cenário simulado. Também são apresentadas curvas de capacidade comparando as regiões de operação para as diferentes técnicas de PWM para uma mesma tensão no barramento CC.

A partir das simulações, observa-se que técnicas como THIPWM e o SVPWM conferem ao conversor margens maiores para modulação dentro da faixa linear em comparação ao SPWM comumente utilizado, representando um ganho de 15% na tensão máxima de saída. Isso implica um aumento da região de operação factível na curva de capacidade, o qual se traduz em uma maior capacidade de suporte de reativos sem comprometer o fornecimento de potência ativa, demonstrado que o uso de uma técnica de PWM que possibilite um maior aproveitamento da tensão do barramento CC contribui para um melhor desempenho dos conversores na prestação de serviços ancilares em MRs.

Palavras-chave: Microrredes, Serviços ancilares, PWM, Conversores.

Abstract

In recent years, the insertion of Distributed Energy Resources (DERs) in electrical systems has grown. As a solution to better integrate them, Microgrids (MGs) emerge, based mainly on renewable energy sources connected through Power Electronic Converters (PEC) to loads and the main grid. These converters can be explored to, in addition to supplying energy, provide ancillary services of interest, such as reactive support. In this sense, several PWM techniques enable better use of the voltage on the DC side of the converter and there is a gap in the literature for a broader investigation that relates the implementation of these PWM strategies to the provision of support services, especially in the context of MGs, with more than one converter operating in parallel.

The present work aims to verify to what extent the use of PWM techniques that allow greater use of DC voltage can contribute to the use of converters in the provision of support services. To this end, a test system, based on the MG laboratory of the UNIOESTE campus in Foz do Iguaçu, is used to carry out simulations that allow studying the behavior of converters in providing reactive power support using the sinusoidal PWM (SPWM), the Third Harmonic Injection PWM (THIPWM) and the Space Vector PWM (SVPWM).

Different operating scenarios are simulated, considering islanding and reactive demand events and varying the voltage available on the DC bus and the PWM strategy used. For each of the scenarios, frequency, voltage and power of the converters are evaluated, in addition to the capability curve with the converter power limits and the operating point for the simulated scenario. Capability curves comparing the operating regions for the different PWM techniques for the same DC bus voltage are also presented.

From the simulations, it is observed that techniques such as THIPWM and SVPWM give the converter greater margins for modulation within the linear range, compared to the commonly used SPWM, representing a gain of 15% in maximum output voltage. This implies an increase in the feasible operating region of the capability curve, which translates into a greater reactive support capacity without compromising the supply of active power, demonstrating that the use of a PWM technique that allows a greater utilization of the DC bus voltage contributes to better performance of converters in ancillary services provision in MGs.

Keywords: Microgrids, Ancillary services, PWM, Converters.

Agradecimentos

A Deus, por sempre caminhar a meu lado e me fortalecer nos momentos difíceis.

À minha esposa, Paula, pelo companheirismo e incentivo ao longo da jornada.

A meus pais, Sérgio e Solange, que me ensinaram o valor da educação e sempre deram todo o suporte para meus estudos.

Ao meu orientador, Adriano, e ao meu co-orientador, Paulo, pelo conhecimento compartilhado e auxílio no desenvolvimento deste trabalho.

A todos os professores e colegas que já tive, por terem contribuído para que me tornasse quem sou hoje.

À UNIOESTE, pela oportunidade e estrutura necessários para desenvolver este trabalho.

À Itaipu Binacional, por apoiar e fornecer condições para que eu pudesse me dedicar ao Mestrado.

Sumário

1	Introdução	9
2	Controle e operação de microrredes	13
2.1	Controle hierárquico em microrredes	13
2.1.1	Controle Primário	14
2.1.2	Controle Secundário	19
2.1.3	Controle Terciário	20
2.1.4	Controle nos modos conectado e ilhado	21
2.2	Modelos de Conversores Eletrônicos de Potência CC/CA	22
2.2.1	VSC controlado por corrente	23
2.2.2	VSC controlado por tensão	25
2.2.3	Filtro CA	26
2.2.4	Controles Internos	27
2.2.5	Modos de operação do conversor	31
2.3	Conclusão	35
3	Estratégias de PWM e a prestação de serviços de suporte em MRs	37
3.1	Curva de capacidade	38
3.2	Implicações da elevação da tensão do barramento CC	41
3.3	SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation	43
3.4	THIPWM - Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation	47
3.5	SVPWM - Space Vector Pulse Width Modulation	49
3.6	Conclusão	55
4	Simulações e Resultados	57
4.1	Modelo da Microrrede	57
4.2	Cenário 1 - Conversores operando com SPWM com 500V no barramento CC .	59
4.3	Cenário 2 - Conversores operando com SPWM com 385V no barramento CC .	63
4.4	Cenário 3 - Conversores operando com THIPWM com 385V no barramento CC	68
4.5	Cenário 4 - Conversores operando com SVPWM com 385V no barramento CC	72

	8
4.6 Cenário 5 - Conversores operando com THIPWM com 350V no barramento CC	76
4.7 Cenário 6 - Conversores operando com SVPWM com 350V no barramento CC	81
4.8 Cenário 7 - Conversores operando com SPWM com 350V no barramento CC .	85
4.9 Comparação dos limites de potência para os diferentes cenários operativos . . .	89
4.10 Conclusão	92
5 Conclusão	94
5.1 Publicações	95
5.2 Trabalhos Futuros	96
Referências Bibliográficas	97

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos, os sistemas elétricos de potência (SEP) têm enfrentado novas complicações introduzidas pelo crescimento da participação da geração distribuída (GD). Superar estes desafios passa por integrar tecnologias associadas à GD, como sistemas de armazenamento de energia (*Energy Storage System - ESS*) e serviços ancilares, em uma plataforma moderna, unificada e confiável (Debouza, Al-Durra, EL-Fouly & Zeineldin, 2022). Nesse contexto surge o conceito de microrredes (MR), introduzido primeiramente por Lasseter (2001) e Lasseter (2002) como sendo um agrupamento de GDs, ESSs e cargas, o qual é visto pela rede principal como uma entidade única, através de uma interface flexível e controlável capaz de conectá-las elétrica e economicamente.

As MRs possuem várias características que as diferem dos SEPs convencionais: as características dinâmicas dos recursos energéticos distribuídos (RED); o significativo grau de desequilíbrio devido à presença de cargas monofásicas; o domínio de fontes “não despacháveis” (Planas, Gil-De-Muro, Andreu, Kortabarria & Martínez De Alegría, 2013). Além disso, as MRs devem ser capazes de operar tanto no modo ilhado, garantindo o fornecimento de energia elétrica às cargas locais, quanto no modo conectado, compartilhando seus recursos com a rede principal e fornecendo serviços de suporte (Guerrero, Vasquez, Matas, De Vicuña & Castilla, 2011).

Na maior parte das MRs, os REDs são ESSs ou fontes renováveis de característica intermitente, como é o caso da solar fotovoltaica, por exemplo, as quais são conectadas à rede através de conversores eletrônicos de potência. A principal função do conversor é possibilitar a troca de energia entre dois (ou mais) subsistemas que tenham diferentes especificações de forma de onda, frequência, ângulo de fase, e que, portanto, não podem ser diretamente conectados entre si (Yazdani & Iravani, 2010).

Mas para além de fornecer energia, estes conversores também possibilitam a prestação de serviços de suporte à rede, tais como compensação de harmônicos, compensação de desbalanço de tensão e suporte de reativos, cumprindo um papel que tradicionalmente era desempenhado por compensadores estáticos (STATCOMs) ou filtros ativos, também baseados em conversores de potência (Adib, Lamb & Mirafzal, 2019). Entretanto, essas compensações necessitam de realizar alterações nos níveis de tensão na saída do conversor, considerando a condição de manter

o fornecimento de potência ativa constante.

O nível de tensão de saída do conversor está diretamente relacionado à tensão no lado CC e pode ser aumentado através do aumento desta. Entretanto, realizar essa elevação implica em alterações na configuração do conversor CC/CC que acabarão por aumentar suas dimensões físicas, a quantidade de componentes usados em sua topologia e os custos envolvidos na sua produção (Sutikno, Purnama, Widodo, Padmanaban & Sahid, 2022). Como alternativa, há a possibilidade de adotar uma estratégia de modulação para o controle do chaveamento do conversor que permita um maior aproveitamento da tensão disponível no barramento CC, possibilitando a obtenção de um nível de tensão mais alto na saída do conversor sem a necessidade de alterações físicas na estrutura.

Quando utilizada a modulação por largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM*), que é a estratégia convencionalmente aplicada, a tensão de pico no lado CA do conversor fica limitada à metade da tensão do barramento CC. Dessa forma, as máximas potências ativa e reativa que o conversor é capaz de fornecer são afetadas, uma vez que pode ocorrer sobremodulação em caso de necessidade de atendimento de algum serviço ancilar (Adib, Lamb & Mirafzal, 2018).

Para contornar esta limitação, diferentes métodos têm sido abordados na literatura, como a injeção de uma componente de terceira harmônica ao sinal de referência do PWM, conhecido como *Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation* (THIPWM). Os autores em Yaakub, Mohamad, Ahmad, Jidin, Noh & Azlan (2016) apresentaram uma simulação para essa técnica em um conversor multinível e a compararam ao SPWM, obtendo uma redução de até 36% na taxa de distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*). Em Younis, Rahim & Mekhilef (2011) foi implementado o THIPWM com índice de modulação ajustável e deslocamento de ângulo, e a performance do conversor foi analisada também em termos da THD injetada na rede, com resultado satisfatório. Mais recentemente, Serban, Pondiche & Ordonez (2019) propôs uma nova estratégia de modulação baseada na modificação da THIPWM, denominada 2THIPWM, que demonstrou uma redução maior que 5% nas perdas por condução do conversor. Uma outra modificação foi apresentada por Behera & Saikia (2022), a qual utiliza um algoritmo para otimizar a amplitude da componente de terceira harmônica a ser injetada no sinal de referência. Os resultados das simulações apontaram para uma redução efetiva da THD para toda a região de operação do conversor.

Outra técnica bastante difundida na literatura é a modulação em espaço vetorial (*Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM*). Em Elbeji, Boussada & Ben Hamed (2017) é apresentada uma comparação entre o SVPWM e o SPWM em um conversor de dois níveis, demonstrando que o SVPWM possibilita um índice de modulação maior, menos perdas por chaveamento e menores THDs. Já Deng, Teo, Duan, Habetler & Harley (2014) propôs um método generalizado de SVPWM para conversores multinível com sequências de chaveamento e *duty cycles* ajustáveis, proporcionando maior controle sobre o sinal de saída. Mais recentemente, Rao, Kumar, Pradeep, Reddy, Flah, Kraiem & Al-Asad (2022) propôs o uso de lógica *fuzzy*

para otimizar os sinais de referência, no denominado *Fuzzy Space Vector PWM* (FSV-PWM), demonstrando, através de simulações, um melhor desempenho na qualidade da energia fornecida pelo conversor em um agrupamento de MRs, em termos de variação de tensão e de frequência, oscilações de potência ativa e reativa, e THD.

Observa-se, entretanto, que estes estudos abordam de maneira geral a implementação técnica dos métodos e preocupam-se bastante em avaliar variáveis de desempenho próprias do conversor em si, como perdas por chaveamento e THD, sem necessariamente associar isso à aplicação em MRs ou à prestação de serviços ancilares. Uma das exceções foi Adib et al. (2018), que propôs uma técnica de PWM atípica, baseada na injeção de uma componente de modo comum ao sinal de referência, e demonstrou um ganho na injeção de potência ativa quando os conversores fornecem compensação para o desbalanço de tensão.

Resta, portanto, espaço na literatura para mais estudos relacionando o ganho de tensão proporcionado por diferentes técnicas de PWM à prestação de serviços ancilares, como o suporte de reativos, por conversores integrados a uma MR. Dado este contexto, surge o questionamento: considerando a operação de conversores em MRs CA conectadas e ilhadas, de que forma a técnica de PWM afeta o desempenho do conversor quando da prestação de serviços de suporte?

A fim de responder a esta questão, considera-se a hipótese de que o uso de uma técnica de PWM que maximize o aproveitamento da tensão do barramento CC contribui para melhorar o desempenho do conversor na prestação de serviços de suporte. Assim, este trabalho tem como objetivo geral elucidar de que forma a técnica de PWM empregada na operação de conversores, considerando sua aplicação em MRs CA conectadas e ilhadas, impacta na prestação de serviços de suporte. Para alcançar este objetivo, são apresentados os seguintes objetivos específicos:

- Identificar e caracterizar as principais técnicas de PWM empregadas na operação de conversores em MRs.
- Modelar a operação de um conversor utilizando o SPWM convencional e outras técnicas identificadas.
- Comparar as curvas de capacidade das técnicas modeladas.
- Verificar em que medida o uso das técnicas de PWM estudadas afeta o desempenho do conversor na prestação de serviços de suporte.

Como contribuição, espera-se que o desenvolvimento deste trabalho e os resultados obtidos sirvam para aperfeiçoar o conhecimento sobre o controle de conversores em MRs, especificamente as estratégias de modulação PWM, ampliando o leque para o uso de técnicas alternativas ao SPWM convencional e permitindo uma melhor exploração dos recursos dos conversores. Também se espera demonstrar a possibilidade de utilização dos conversores de uma MR para auxiliar no atendimento à crescente demanda por serviços ancilares nos sistemas elétricos em

geral e em MRs, com destaque para o suporte de reativos, através do ganho na margem de fornecimento de potência reativa proporcionado pelo uso de técnicas como o THIPWM e o SVPWM, permitindo que este problema seja tratado de forma local e sem onerar a rede elétrica.

No Capítulo 2 serão abordadas as estruturas de controle empregadas em MRs e os modelos utilizados para os conversores eletrônicos de potência, filtros CA e laços de controle internos do conversor. No Capítulo 3 será abordada a prestação de serviços de suporte em MRs, com destaque para o suporte de reativos pelos conversores através de um melhor aproveitamento da tensão do barramento CC, possibilitado pelas diferentes estratégias de modulação PWM que serão analisadas. No Capítulo 4 será apresentado o modelo da MR utilizada como base para as simulações deste trabalho, bem como os resultados obtidos para os diferentes cenários operativos simulados. Finalmente, no Capítulo 5 serão apresentadas as conclusões deste trabalho.

Capítulo 2

Controle e operação de microrredes

Uma das principais características de uma MR é sua capacidade de operar tanto conectada à rede principal quanto ilhada, garantindo o atendimento às cargas locais. Assim, o controle adequado da MR é um pré-requisito para uma operação estável e eficiente. As principais atribuições da estrutura de controle de uma MR são (Bidram & Davoudi, 2012):

- Regulação de tensão e frequência para ambos os modos de operação;
- Compartilhamento apropriado de potência e coordenação entre os REDs;
- Ressincronização da MR com a rede principal;
- Controle de fluxo de potência entre a MR e a rede principal;
- Otimização do custo operacional da MR.

Estes requisitos são de diferentes significâncias e escalas de tempo, o que exige a adoção de uma estrutura de controle hierarquizada, para endereçar cada atribuição a um nível de controle hierárquico diferente.

2.1 Controle hierárquico em microrredes

O controle hierárquico aplicado ao despacho de carga em sistemas de potência AC tem sido utilizado extensivamente há décadas. Mais recentemente, esses conceitos começaram a ser aplicados a parques eólicos e foram propostos para sistemas solares fotovoltaicos isolados. No entanto, com a ascensão das MRs baseadas em eletrônica de potência, as quais são aptas a operar tanto conectadas a rede como em modo ilhado, passaram a ser necessários os sistemas de gerenciamento de energia e o já bem conhecido controle hierárquico em três níveis (Guerrero et al., 2011):

a) Controle primário (nível 1): A regulação de cada DER está integrada neste nível, através dos laços de controle internos de tensão e corrente. O método de controle *droop* é muitas vezes usado no controle primário para emular os comportamentos físicos que mantém o sistema

estável e mais amortecido, podendo incluir um laço de controle com impedância virtual para emular a impedância de saída física.

b) Controle secundário (nível 2): Garante que os níveis das grandezas elétricas dentro da MR estejam dentro dos limites especificados. Ademais, pode incluir um laço de controle de sincronização, para conectar ou desconectar a MR do sistema de distribuição adequadamente.

c) Controle terciário (nível 3): É o nível de produção de energia, que controla o fluxo de potência entre a MR e a rede principal.

2.1.1 Controle Primário

O controle primário mantém a estabilidade de tensão e frequência da MR após um evento de distúrbio, quando esta opera ilhada, e normalmente é implementado como um controlador local em cada RED. Ele é essencial para prover controles independentes de compartilhamento de potência ativa e reativa para conversores operando em paralelo. Além disso, o controle de compartilhamento de potência evita a circulação de correntes indesejadas entre os conversores (Bidram, Davoudi, Lewis & Guerrero, 2013) (Bidram & Davoudi, 2012).

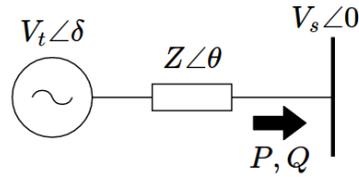
A operação em paralelo de conversores em uma MR costuma assegurar alta confiabilidade, visto que os módulos remanescentes podem continuar fornecendo a potência requisitada pelas cargas no caso de um conversor falhar. Diversas técnicas de controle para a operação apropriada de conversores em paralelo em MRs têm sido propostas. Dentre estas, o controle *droop* de tensão e frequência é considerado um método bem estabelecido (Tayab, Roslan, Hwai & Kashif, 2017).

O método *droop* ajusta a frequência e a amplitude da referência de tensão fornecida aos laços de controle internos de tensão e corrente. A ideia principal deste controle é imitar o comportamento de um gerador síncrono, que reduz a frequência quando há um aumento na potência ativa (Guerrero et al., 2011).

Controle *Droop*

O método *droop* é baseado no circuito equivalente da Figura 2.1, que modela o inversor como uma fonte de tensão CA ideal, isto é, desconsiderando os efeitos do chaveamento de alta frequência do conversor, com tensão terminal $V_t \angle \delta$, conectado a uma barra CA de tensão $V_s \angle 0$ através da impedância $Z \angle \theta$, que considera a impedância de saída do conversor e a impedância da linha somadas.

As potências ativa e reativa (P e Q) que fluem do conversor para a barra CA são dadas por (Guerrero et al., 2004):



Fonte: Adaptado de Guerrero, de Vicuna, Matas, Castilla & Miret (2004).

Figura 2.1: Circuito equivalente de um inversor conectado a uma barra CA.

$$\begin{cases} P = \frac{V_s V_t}{Z} \cos(\theta - \delta) - \frac{V_s^2}{Z} \cos(\theta) \\ Q = \frac{V_s V_t}{Z} \sin(\theta - \delta) - \frac{V_s^2}{Z} \sin(\theta) \end{cases} \quad (2.1)$$

Considerando-se que as impedâncias da linha e da saída do conversor, esta última devido à característica do filtro CA em sua saída, sejam altamente indutivas, pode-se assumir $\theta = 90^\circ$, e reduzir a equação (2.1) a:

$$\begin{cases} P = \frac{V_s V_t}{Z} \sin(\delta) \\ Q = \frac{V_s V_t \cos(\delta) - V_s^2}{Z} \end{cases} \quad (2.2)$$

Para pequenas diferenças angulares entre a tensão V_t do terminal do conversor e a tensão V_s da barra CA, considera-se $\sin(\delta) \approx \delta$ e $\cos(\delta) \approx 1$, simplificando a equação 2.2 para:

$$\begin{cases} P = \frac{V_s V_t}{Z} \delta \\ Q = \frac{V_s (V_t - V_s)}{Z} \end{cases} \quad (2.3)$$

Com base na equação (2.3), observa-se que a potência ativa injetada pelo inversor na barra CA é predominantemente influenciada pelo ângulo de potência δ , enquanto que o fluxo de potência reativa é fortemente dependente da diferença de amplitude entre as tensões V_s e V_t . Ainda, o ângulo de fase da tensão V_t de saída do inversor pode ser modificado alterando-se a frequência da tensão de saída V_t do inversor. Assim, o controle de compartilhamento de potência entre conversores em paralelo, quando não conectados por um canal de comunicação, pode ser implementado através do uso do *droop* de frequência e do *droop* de tensão, para controlar as potências ativa e reativa de saída do inversor (Tayab et al., 2017).

Este princípio pode ser implementado no VSC usando (Guerrero et al., 2011):

$$\omega_0 = \omega^* - G_P(s)(P_0 - P^*) \quad (2.4)$$

$$V_0 = V^* - G_Q(s)(Q_0 - Q^*) \quad (2.5)$$

em que: ω_0 e V_0 são a frequência e a amplitude da tensão de referência fornecida pelo *droop* aos controles internos; ω^* e V^* são os valores nominais de referência para a frequência e a amplitude da tensão, ou aqueles fornecidos pelo controle secundário; P_0 e Q_0 são as potências ativa e reativa na saída do conversor; P^* e Q^* são as referências de potência ativa e reativa nos valores nominais de frequência ω^* e tensão V^* ; e $G_P(s)$ e $G_Q(s)$ são as funções de transferência do controle *droop*, tipicamente ganhos proporcionais $G_P(s) = m$ e $G_Q(s) = n$.

As potências P_0 e Q_0 são obtidas a partir das potências ativa P_{meas} e reativa Q_{meas} calculadas com base nas medidas de tensão e corrente na saída do conversor, por (Bidram et al., 2013):

$$P_{meas} = \frac{3}{2}(v_{od} \cdot i_{od} + v_{oq} \cdot i_{oq}) \quad (2.6)$$

$$Q_{meas} = \frac{3}{2}(v_{oq} \cdot i_{od} - v_{od} \cdot i_{oq}) \quad (2.7)$$

em que v_{od} , v_{oq} , i_{od} e i_{oq} são as componentes em eixo direto e em quadratura da tensão e da corrente.

Um filtro passa-baixa é aplicado logo após as medições de P_{meas} e Q_{meas} , para introduzir uma espécie de "inércia virtual" ao conversor. Deste modo, o RED controlado pelo conversor não irá reagir a qualquer pequena variação instantânea de P_{meas} e Q_{meas} . Finalmente, P_0 e Q_0 são dadas por (Gkountaras, 2017):

$$P_0 = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \cdot P_{meas} \quad (2.8)$$

$$Q_0 = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \cdot Q_{meas} \quad (2.9)$$

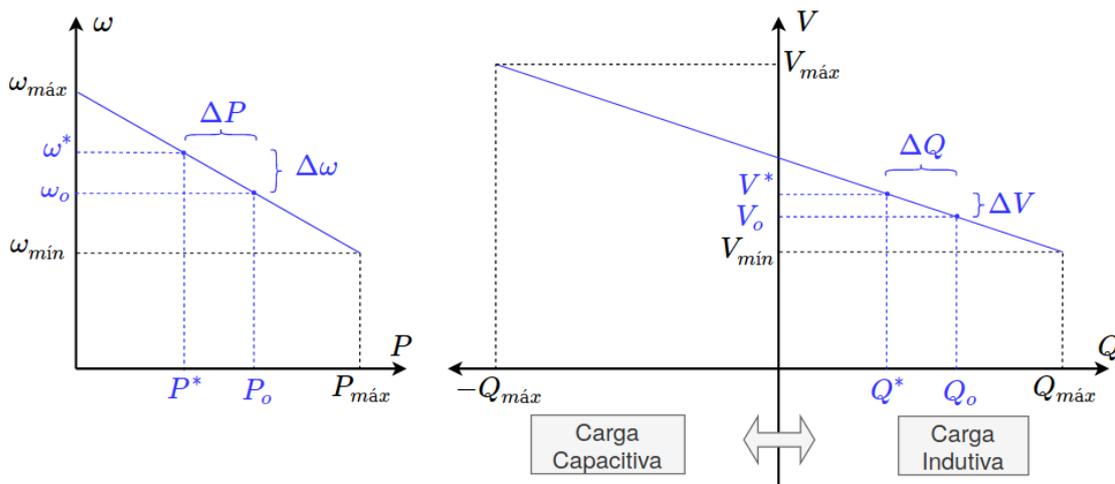
em que ω_f é a frequência do filtro, selecionada para permitir uma separação de escala de tempo suficiente entre os laços de controle de potência e de corrente (Mohamed & El-Saadany, 2008).

O uso dos ganhos proporcionais $G_P(s) = m$ e $G_Q(s) = n$ permite desvios constantes para as variações de potência, o que é necessário para manter o sistema sincronizado e dentro dos limites de estabilidade de tensão. Estes parâmetros podem ser calculados a partir da relação entre os desvios máximos permitidos para a frequência e a amplitude da tensão e as máximas potências ativa e reativa fornecidas pelo conversor, conforme (Guerrero et al., 2011):

$$m = \frac{\omega_{máx} - \omega_{mín}}{P_{máx}} \quad (2.10)$$

$$n = \frac{V_{m\acute{a}x} - V_{m\acute{i}n}}{2Q_{m\acute{a}x}} \quad (2.11)$$

A Figura 2.2 mostra graficamente as relações das equações (2.4) e (2.5), considerando os ganhos constantes $G_P(s) = m$ e $G_Q(s) = n$, que determinam as inclinações das retas de *droop*. Nota-se que uma variação ΔP na potência ativa fornecida pelo inversor acarreta em um desvio $\Delta\omega$ na frequência e que uma variação ΔQ na potência reativa fornecida pelo inversor acarreta em um desvio ΔV na amplitude de tensão.



Fonte: Adaptado de Guerrero et al. (2004); Planas et al. (2013).

Figura 2.2: Funções do controle *droop* P e Q.

O método *droop* convencional tem alguns pontos negativos (Bidram & Davoudi, 2012):

- É desenvolvido assumindo uma impedância altamente indutiva entre o conversor e o barramento CA. Entretanto, essa premissa  questionável em aplicações de MR, já que as linhas de transmissão em baixa tensão são majoritariamente resistivas.
- Ao contrário da frequência, a tensão não é uma grandeza global na MR. Assim, o controle de potência reativa pode afetar de maneira indesejada a regulação de tensão para cargas críticas.
- No caso de cargas não lineares, é incapaz de distinguir a corrente circulante das correntes harmônicas da carga. Além disso, as correntes harmônicas distorcem a tensão de sida dos REDs.

Estas desvantagens têm sido discutidas na literatura e diversas propostas para melhorar a implementação do método *droop* convencional têm sido apresentadas. Nas referências (Bidram et al., 2013) e (Tayab et al., 2017), há uma análise dos diferentes métodos propostos, dentre os quais o *droop* com impedância virtual se destaca.

Impedância Virtual

Usualmente, a impedância de saída do conversor pode ser considerada indutiva devido à elevada indutância do filtro de saída. Entretanto, em uma MR de baixa tensão, as linhas de distribuição são principalmente resistivas, e o método *droop* convencional perde estabilidade devido ao acoplamento entre as potências ativa e reativa. Uma maneira de desacoplá-las é acrescentar à saída do conversor uma impedância virtual (Yao, Chen, Matas, Guerrero & Qian, 2011) (Li & Kao, 2009).

Se a impedância virtual for projetada e implementada adequadamente, as performances de controle e compartilhamento de potência dos REDs pode ser melhorada. Contudo, se projetada ou implementada de maneira inadequada, a impedância virtual pode introduzir distorções na corrente do conversor e, portanto, afetar adversamente a estabilidade e a dinâmica da MR (He & Li, 2011).

Um laço de controle intermediário pode ser adotado para ajustar a impedância de saída do conversor. Ele utiliza a corrente de saída i_0 para calcular uma queda de tensão virtual sobre a impedância virtual de saída Z_v . Esta queda de tensão é, então, subtraída da tensão V_0 calculada pelo *droop* convencional para fornecer uma nova tensão de referência, dada por (Bidram & Davoudi, 2012):

$$V_{ref} = V_0 - Z_v(s)i_0 \quad (2.12)$$

A impedância virtual pode assumir valores de resistência e reatância indutiva ou capacitiva. Como o intuito de sua utilização normalmente é o de elevar a indutância vista pelo conversor, a fim de evitar o acoplamento de potência do método *droop* convencional, a impedância virtual tipicamente assume o valor de uma indutância, suficientemente maior que a impedância da linha, para obter uma alta relação X/R (Tayab et al., 2017).

Considerando-se $Z_v(s) = sL_v$, uma indutância virtual de saída será vista pelo conversor. Como esta indutância é dependente da frequência, na presença de cargas não lineares, a THD da tensão de saída poderá ser relativamente elevada. Este efeito pode ser mitigado com o uso de um filtro passa-alta. Assim, a equação (2.12) pode ser rearranjada como (Bidram & Davoudi, 2012):

$$V_{ref} = V_0 - L_v \frac{s}{s + \omega_v} i_0 \quad (2.13)$$

sendo ω_v a frequência de corte do filtro passa-alta.

2.1.2 Controle Secundário

O controle primário, como discutido, pode causar desvios de frequência até em estado estacionário. O controle secundário, como um controlador centralizado, restaura a tensão e a frequência da MR e compensa os desvios causados pelo controle primário. Esta hierarquia de controle é projetada para ter respostas dinâmicas mais lentas que as do controle primário, o que justifica as dinâmicas desacopladas dos laços de controle primário e secundário e facilita seus dimensionamentos de maneira individual (Bidram & Davoudi, 2012).

No controle secundário centralizado, os valores de tensão V e frequência ω na MR são medidos e comparados com as referências V_0 e ω_0 . A diferença entre os valores atuais e as referências são processadas pelos compensadores do controle secundário e geram as referências ΔV e $\Delta\omega$, as quais são enviadas a todos os REDs que fazem parte do controle secundário, para que estes ajustem os valores de referência de tensão e frequência do controle primário (Guerrero et al., 2011).

Os controladores de tensão ΔV e frequência $\Delta\omega$ do controle secundário da MR podem ser dados por:

$$\Delta V = k_{pv} \cdot (V_0 - V) + k_{iv} \int (V_0 - V) dt \quad (2.14)$$

$$\Delta\omega = k_{pw} \cdot (\omega_0 - \omega) + k_{iw} \int (\omega_0 - \omega) dt \quad (2.15)$$

em que k_{pv} e k_{iv} são os ganhos proporcional e integral do controlador PI de tensão; e k_{pw} e k_{iw} são os ganhos proporcional e integral do controlador PI de frequência, respectivamente.

Controle de sincronização

Sabe-se que a conexão entre a MR e a rede principal fora de sincronismo pode causar sérios danos à MR e aos equipamentos conectados. Por este motivo, faz-se necessário um controle de sincronização que atue no controle secundário calculando os sinais de ajuste e os enviando aos REDs. Em uma estrutura de controle secundário centralizado, o método utilizado para controle de sincronismo na MR consiste em adicionar um sinal de sincronismo Δ_{sync} ao sinal de controle de frequência $\Delta\omega$. Este sinal é calculado através de um controlador PI, a partir da diferença de fase medida no PCC, por:

$$\Delta_{sync} = k_{psync} \cdot (\theta_G - \theta_{MG}) + k_{isync} \int (\theta_G - \theta_{MG}) dt \quad (2.16)$$

em que θ_G e θ_{MG} são os ângulos da rede principal e da MR, respectivamente, medidos no PCC; e k_{psync} e k_{isync} são os ganhos proporcional e integral, respectivamente, do controlador de sincronismo.

Assim, o controle secundário de frequência pode ser descrito de maneira completa por (Guerrero et al., 2011):

$$\Delta\omega = k_{pw} \cdot (\omega_0 - \omega) + k_{iw} \int (\omega_0 - \omega) dt + \Delta_{sync} \quad (2.17)$$

2.1.3 Controle Terciário

O controle terciário está na camada topo da hierarquia de controle da MR, e sua resposta dinâmica é a mais lenta dentre as três camadas de controle. Este controle normalmente considera o fluxo de potência ótimo, o despacho econômico e o problema de otimização do aproveitamento de energia na MR (Sabri, El Kamoun & Lakrami, 2019).

Quando a MR está operando conectada à rede principal, o fluxo de potência pode ser controlado através do ajuste da tensão e da frequência dentro da própria MR. O laço de controle terciário pode ser implementado como um controlador PI, que utiliza as medições de potência ativa P_G e reativa Q_G no ponto de conexão com a rede principal e as compara aos valores desejados P_G^* e Q_G^* . As equações do controle terciário são dadas por (Guerrero et al., 2011):

$$\omega_{MG}^* = k_{pP} \cdot (P_G^* - P_G) + k_{iP} \int (P_G^* - P_G) dt \quad (2.18)$$

$$V_{MG}^* = k_{pQ} \cdot (Q_G^* - Q_G) + k_{iQ} \int (Q_G^* - Q_G) dt \quad (2.19)$$

em que k_{pP} , k_{iP} , k_{pQ} e k_{iQ} são os ganhos do controlador terciário.

Estas variáveis são geradas internamente quando no modo ilhado pelo controle secundário. Durante a sincronização com a rede principal, elas serão equalizadas àquelas medidas no ponto de conexão com a rede. Assim, as referências de tensão e frequência para a MR serão a tensão e frequência da rede principal. Após a sincronização, estas referências podem ser dadas pelo controle terciário, através das equações (2.18) e (2.19).

Nota-se que, dependendo do sinal de P_G^* e Q_G^* , os fluxos de potência ativa e reativa podem ser controlados de maneira independente, podendo ser tanto de importação quanto de exportação, do ponto de vista da MR. Percebe-se, ainda, que igualando k_{iP} e k_{iQ} a zero, o controle terciário irá atuar como um controle primário da MR, o que permite, inclusive, a interconexão de várias MRs em paralelo (Guerrero et al., 2011).

2.1.4 Controle nos modos conectado e ilhado

Em uma MR, os REDs podem ser separados em despacháveis ou não despacháveis. Os REDs despacháveis, a exemplo dos BESS, são aqueles que possuem a capacidade de armazenar energia, possibilitando o controle do seu despacho de potência. Já os REDs não despacháveis possuem uma fonte primária sem capacidade de armazenamento de energia, e tipicamente intermitente, dificultando o controle de seu despacho de potência. Em virtude destas características, os REDs despacháveis são capazes de operar com objetivo de controle P/Q ou V/f . No objetivo de controle P/Q , o RED fornece potências ativa e reativa constantes, seguindo referências pré determinadas. Já no objetivo de controle V/f , o RED fornece as potências ativa e reativa necessárias para manter o controle dos valores de tensão e frequência. Diferente do RED despachável, o não despachável somente opera com objetivo de controle P/Q , com a potência ativa definida como a máxima potência que a fonte pode fornecer.

De modo geral, quando a MR está operando em modo conectado, todos os REDs (despacháveis e não despacháveis) operam com objetivo de controle P/Q e as referências de tensão e frequência são dadas pela rede principal. Já quando operando em modo ilhado, os REDs despacháveis passam para o objetivo de controle V/f e são os responsáveis pelos controles de tensão e frequência da MR, através de seu controle primário.

A operação com diferentes objetivos de controle, a depender da característica do RED (despachável ou não despachável) e do modo de operação da MR (conectada ou ilhada), pode impor a necessidade dos REDs fazerem o chaveamento de sua topologia de controle nas transições do modo de operação da MR.

Em grande parte da literatura de MRs, os REDs despacháveis, como os BESS, utilizam topologias de controle diferentes para a operação da MR no modo conectado e no modo ilhado. Geralmente, a topologia de controle baseada no controle de corrente é utilizada no modo conectado da MR, a fim de controlar o fluxo de potência ativa e reativa entregue pelo DER à rede, tendo o objetivo de controle P/Q . A topologia de controle baseada no controle de tensão é utilizada no modo ilhado da MR, a fim de controlar a amplitude e frequência da tensão da MR, sendo, portanto, objetivo de controle V/f (Bidram & Davoudi, 2012; Lopes, Moreira & Madureira, 2006; Guerrero et al., 2011; Das, Gurralla & Shenoy, 2017). Os REDs não despacháveis mantêm continuamente o controle de corrente com objetivo de controle P/Q .

Para realizar os estudos e simulações de uma MR, fazem-se necessários modelos elétricos dos REDs, os quais incluem os conversores eletrônicos de potência e os sistemas de controle a eles associados. Uma modelagem destes dispositivos será apresentada no decorrer da próxima seção.

2.2 Modelos de Conversores Eletrônicos de Potência CC/CA

Um conversor eletrônico de potência consiste em um circuito de potência, que pode ser implementado através de diversas configurações de chaves semicondutoras e componentes passivos, e um sistema de controle e proteção. O *link* entre os dois é feito pelos sinais de chaveamento e de *feedback*. A principal função do conversor é possibilitar a troca de energia entre dois (ou mais) subsistemas que tenham diferentes especificações em termos de forma de onda de tensão/corrente, frequência, ângulo de fase e número de fases, e que, portanto, não podem ser diretamente conectados entre si (Yazdani & Iravani, 2010).

Os conversores CC/CA podem ser classificados com base na tensão e corrente no seu lado CC. Conversores nos quais a corrente no lado CC mantém a mesma polaridade, enquanto a polaridade da tensão CC determina a direção do fluxo de potência, são classificados como *current-sourced converters* (CSC), visto que a fonte de energia se comporta como uma fonte de corrente. Por outro lado, conversores nos quais a tensão no lado CC mantém a mesma polaridade, enquanto a polaridade da corrente CC determina a direção do fluxo de potência, são classificados como *voltage-sourced converters* (VSC), visto que a fonte de energia se comporta como uma fonte de tensão (Yazdani & Iravani, 2010).

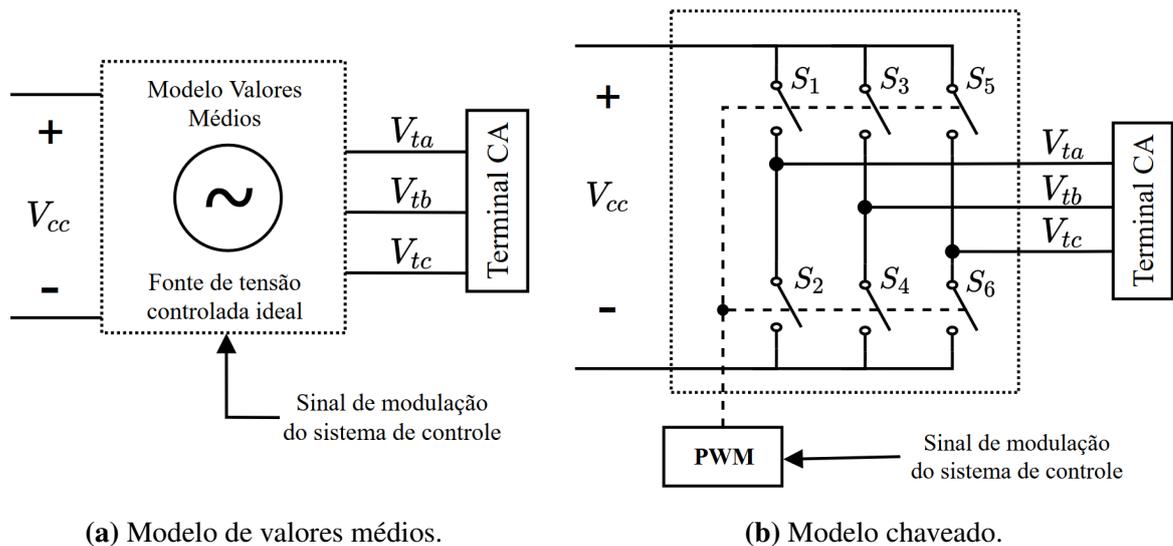
No contexto de MRs, os VSCs são bastante interessantes, uma vez que não necessitam de nenhuma referência externa para se manterem sincronizados. Além disso, os VSCs também podem prover suporte á rede, como capacidade de *ride-through* e melhora da qualidade de energia para sistemas de geração distribuída (Guerrero et al., 2011).

O VSC é um conversor classificado, com base no seu processo de comutação, como de comutação forçada, o que significa que a transferência de corrente de uma chave para outra se dá por um processo controlado. Neste tipo de conversor, ou as chaves devem ser totalmente controláveis, isto é, elas devem ter *gate turn-off capability*, ou o processo de desligamento deve ser realizado por um circuito auxiliar, como uma chave auxiliar ou um capacitor. Além disso, o VSC requer chaves de condução reversa, como o comercialmente disponível transistor IGBT (*Insulated-gate Bipolar Transistor*) (Yazdani & Iravani, 2010).

Em relação ao modelo do VSC, podem ser utilizadas duas diferentes abordagens. A primeira delas é através do modelo de valores médios, representado na Figura 2.3a, o qual desconsidera os efeitos da comutação das chaves eletrônicas. Para propósitos de análises dinâmicas e projeto de controle, conhecer os detalhes de alta frequência das variáveis normalmente não é necessário. Por isso, frequentemente se está interessado nos valores médios das variáveis, e não na dinâmica dos valores instantâneos. Assim, o modelo de valores médios permite descrever as dinâmicas do conversor em função do sinal modulante. Neste modelo, as tensões terminais do VSC são dadas por (Yazdani & Iravani, 2010):

$$v_{ta} = m_a \cdot \frac{V_{cc}}{2} \quad v_{tb} = m_b \cdot \frac{V_{cc}}{2} \quad v_{tc} = m_c \cdot \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.20)$$

em que m_a , m_b e m_c são os sinais modulantes gerados pelos controles do conversor para cada uma das fases.



Fonte: adaptado de Yazdani & Iravani (2010); Gkountaras (2017).

Figura 2.3: VSC trifásico de dois níveis.

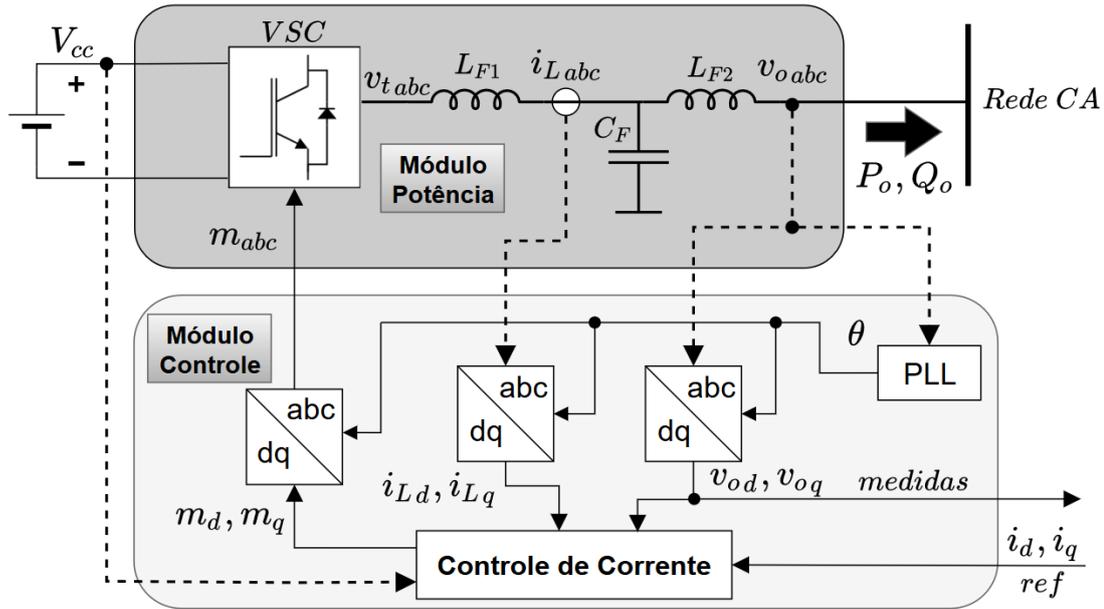
A segunda abordagem para o modelo do VSC é considerando os efeitos da comutação das chaves eletrônicas, através do modelo chaveado, representado na Figura 2.3b. O modelo chaveado descreve precisamente o comportamento dinâmico do conversor, considerando inclusive as componentes de alta frequência oriundas do processo de chaveamento, bem como pequenos transientes. Este modelo é mais aderente ao comportamento real do conversor, incluindo o estágio de modulação que permite a interface entre o sinal de controle e o acionamento das chaves estáticas, através do bloco PWM (*Pulse Width Modulation*), que pode ser visto na figura 2.3b. A modelagem do PWM será detalhada no Capítulo 3.

Quanto ao método para realizar o controle de um conversor CC/CA, há dois principais: VSC controlado por corrente (*current-controlled VSC*) e VSC controlado por tensão (*voltage-controlled VSC*) (Yazdani & Iravani, 2010). Estes dois métodos de controle são descritos nas subseções seguintes.

2.2.1 VSC controlado por corrente

O VSC controlado por corrente tem um único laço de controle de corrente, que recebe a referência de um controlador de energia, o qual, por sua vez, pode seguir referências externas ou atender ao controle de energia da fonte primária, como o rastreamento de máxima potência. Ele está representado na Figura 2.4.

Os blocos $abc-dq0$ transformam grandezas trifásicas para o *frame* $dq0$, e vice-versa. Nesta



Fonte: Adaptado de Yazdani & Iravani (2010).

Figura 2.4: Topologia VSC controlado por corrente no *frame dq0*.

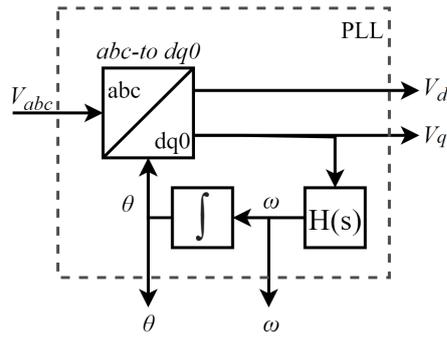
configuração, o controle deve se manter sincronizado com a rede, portanto um PLL (*phase-locked loop*) se faz necessário.

PLL

Os PLLs são, provavelmente, a técnica de sincronização mais popular e amplamente utilizada nas áreas de eletrônica de potência e sistemas de potência. Eles normalmente consistem de três partes básicas: um detector de fase (PD - *phase detector*), um filtro de *loop* (LF - *loop filter*) e um oscilador controlado por tensão (VCO - *voltage-controlled oscillator*) (Golestan, Ramezani, Guerrero, Freijedo & Monfared, 2014). O PD é responsável por comparar a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal gerado pelo VCO. A tarefa do LF é atenuar as componentes de alta frequência da saída do PD. O VCO gera em sua saída um sinal periódico, cuja frequência é deslocada em relação a uma dada frequência básica.

Este conceito se aplica apenas a PLLs básicos, operando em coordenadas naturais *abc*, quando a tensão da rede não for poluída, por não ser suficientemente imune a variações de tensão. Para sistemas mais robustos, os algoritmos mais avançados de PLL podem empregar uma estrutura um pouco diferente, podendo operar em três tipos de coordenadas de referência: naturais *abc*, estacionárias $\alpha\beta$, e rotacionais síncronas *dq*. No algoritmo PLL operando em coordenadas *dq*, os sinais de tensão são transformados para a referência síncrona, e o PLL é nomeado SFR-PLL (*Synchronous Rotation Frame-PLL*) (Bobrowska-Rafal, Rafal, Jasinski & Kazmierkowski, 2011). A topologia básica do SFR-PLL é apresentada na Figura 2.5.

O compensador $H(s)$, tipicamente um controlador PI, usa a referência V_q para rastrear



Fonte: Yazdani & Iravani (2010); Bobrowska-Rafal et al. (2011)

Figura 2.5: Diagrama funcional do SFR-PLL.

a frequência angular ω da tensão da rede. O compensador ajusta a frequência estimada controlando V_q para zero, de modo que o eixo d siga o vetor de tensão da rede. O PLL atinge o ângulo e a frequência angular da rede quando V_q é estabilizada em zero. O ângulo θ da tensão de rede é calculado através da integral ao longo do tempo da frequência angular e realimenta o bloco $abc-dq0$. O ângulo θ é então usado pelos blocos de transformação $abc-dq0$ do VSC da Figura 2.4 (Bobrowska-Rafal et al., 2011; Yazdani & Iravani, 2010).

Em se tratando de MRs conectadas à rede principal, o maior desafio associado ao uso do PLL é como estimar rápida e precisamente a fase e a frequência quando a tensão da rede for desbalanceada ou distorcida. Para superar este desafio, diferentes técnicas de filtragem incorporadas à estrutura do PLL têm sido propostas na literatura. Dentre estas, o filtro de média móvel, MAF (*Moving Average Filter*) é um dos mais populares e amplamente utilizados, devido a sua implementação digital simples, baixa carga computacional, e eficácia. MAFs são filtros de fase linear, do tipo FIR (*Finite-Impulse-Response*), que podem atuar como filtros passa-baixa ideais. Um MAF com o sinal de entrada $x(t)$ e o sinal de saída $\bar{x}(t)$ pode ser descrito por (Golestan et al., 2014):

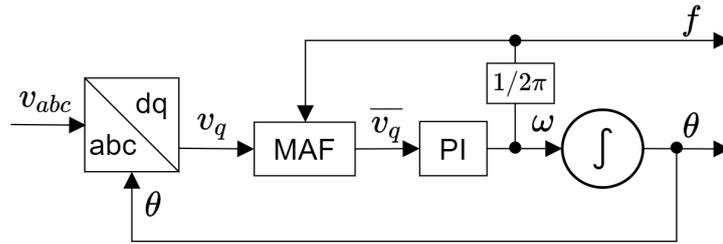
$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_\omega} \int_{(t-T_\omega)}^t x(\tau) d(\tau) \quad (2.21)$$

em que T_ω é a largura da janela de tempo sobre a qual é tomada a média.

A largura da janela do MAF é adaptada às variações de frequência da rede pelo ajuste adaptativo da frequência de amostragem do PLL (Golestan et al., 2014). A Figura 2.6 mostra o diagrama funcional do SFR-PLL com MAF adaptativo por frequência.

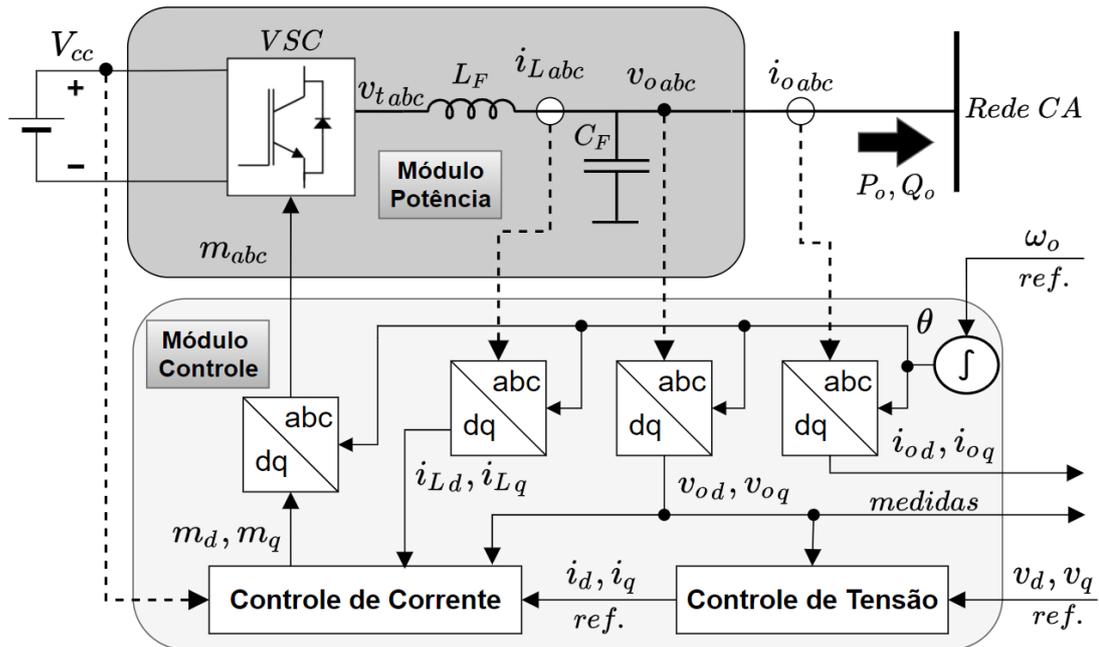
2.2.2 VSC controlado por tensão

O VSC controlado por tensão é formado por um laço externo de controle de tensão concatenando o laço interno de controle de corrente, como na Figura 2.7.



Fonte: Adaptado de Golestan et al. (2014)

Figura 2.6: Diagrama funcional do SFR-PLL com MAF adaptativo por frequência.



Fonte: Adaptado de Rocabert, Luna, Blaabjerg & Rodríguez (2012); Bidram et al. (2013).

Figura 2.7: Topologia VSC controlado por tensão no *frame dq0*.

O laço externo controla a magnitude da tensão de saída do conversor através do laço de controle de corrente interno, seguindo uma referência de magnitude de tensão externa. O controle de tensão fornece as correntes de referência para o controle de corrente, que calcula a referência do sinal de modulação m para o VSC (Mohamed & El-Saadany, 2008). Ao contrário do VSC controlado por corrente, o VSC controlado por tensão não usa um PLL. O VSC controlado por tensão necessita uma referência de frequência angular que é utilizada para formar sua tensão de saída. A referência de frequência angular é integrada ao longo do tempo e a posição angular θ resultante é usada pelos blocos de transformação *abc-dq0* do VSC da Figura 2.7

2.2.3 Filtro CA

A tensão de saída de um conversor chaveado é composta por um espectro de harmônicas que pode ser dividido em duas partes, isto é, uma relacionada às harmônicas da frequência

fundamental (baixas frequências) e outra que diz respeito às harmônicas geradas pelo chaveamento do conversor (altas frequências), a qual é indesejada. Por esse motivo, faz-se necessário um filtro para remover ou, ao menos, reduzir o conteúdo de alta frequência da tensão de saída, permitindo que apenas a parcela correspondente à frequência fundamental seja transferida para a carga. Até o presente momento, dentre os diversas configurações de filtro propostas na literatura com o objetivo de reduzir o conteúdo harmônico oriundo do processo de chaveamento do conversor, a mais amplamente utilizada é baseada nas topologias de filtros LC e LCL (Lo Calzo, Lidozzi, Solero & Crescimbin, 2015).

O desempenho dos filtros na redução das harmônicas de alta frequência pode ser avaliado através do uso do modelo chaveado do VSC (Figura 2.3b). Embora o modelo de valores médios (Figura 2.3a) não considere os efeitos de chaveamento do conversor, os filtros são necessários pois interferem na dinâmica do sistema de controle do conversor.

A topologia do VSC controlado por tensão da Figura 2.7 usa um filtro LC. Na topologia do VSC controlado por corrente na Figura 2.4 pode ser utilizado tanto o filtro LC quanto o LCL, dependendo em qual RED o VSC é empregado. O VSC usado pelo BESS pode alterar sua topologia de controle entre VSC controlado por tensão ou VSC controlado por corrente durante sua operação. Assim, o VSC do BESS usa um filtro LC para ambas as topologias de controle. O VSC usado pelo sistema FV opera apenas com o VSC controlado por corrente e seu VSC usa um filtro LCL. Os parâmetros de filtro C_F , L_F (L_{F1} e L_{F2} no LCL) e R_{CF} podem ser dimensionados como demonstrado em Reznik, Simoes, Al-Durra & Muyeen (2014), em que R_{CF} é um resistor de amortecimento passivo em série com o capacitor C_F , usado para reduzir o ganho de frequência de ressonância do filtro.

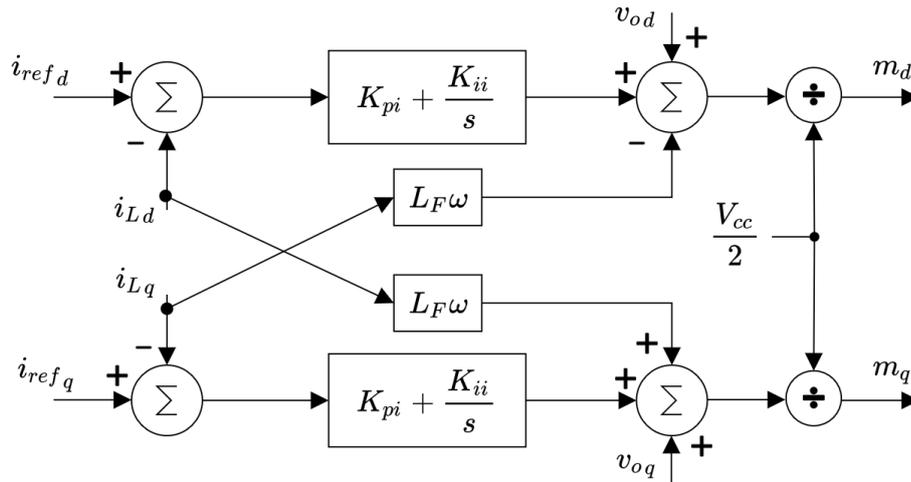
2.2.4 Controles Internos

Os blocos referentes aos controles de corrente e tensão das Figuras 2.4 e 2.7 são classificados na estrutura de controle hierárquica como controles internos. A Figura 2.8 mostra a topologia interna do bloco de controle de corrente, considerando a implementação do controle em *frame* $dq0$, em que L_F é a indutância do filtro do conversor, V_{cc} é a tensão da fonte primária e m_d e m_q são os sinais de modulação fornecidos ao VSC.

A modelagem matemática do controle de corrente pode ser feita a partir das equações (2.22) e (2.23).

$$L_F \frac{di_d}{dt} = L_F \omega_0 i_{Lq} - (R + r_{on}) i_{Ld} + V_{td} - V_{od} \quad (2.22)$$

$$L_F \frac{di_q}{dt} = L_F \omega_0 i_{Ld} - (R + r_{on}) i_{Lq} + V_{tq} - V_{oq} \quad (2.23)$$



Fonte: Adaptado de Yazdani & Iravani (2010).

Figura 2.8: Topologia do controle de corrente no *frame dq0*.

em que V_{td} e V_{tq} são:

$$V_{td}(t) = \frac{V_{cc}}{2} m_d(t) \quad (2.24)$$

$$V_{tq}(t) = \frac{V_{cc}}{2} m_q(t) \quad (2.25)$$

Observa-se que, devido à presença dos termos $L\omega_0$ em (2.22) e (2.23), as dinâmicas das variáveis de estado i_{Ld} e i_{Lq} estão acopladas. Para desacoplá-las, deve-se determinar m_d e m_q como (Yazdani & Iravani, 2010):

$$m_d = \frac{2}{V_{cc}} (u_d - L_F\omega_0 i_{Lq} + V_{od}) \quad (2.26)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{cc}} (u_q - L_F\omega_0 i_{Ld} + V_{oq}) \quad (2.27)$$

em que u_d e u_q são duas novas entradas para o controle.

Aplicando este desacoplamento, o controle de corrente pode ser modelado como dois laços de controle idênticos para os eixos d e q. Assim, os compensadores correspondentes também podem ser idênticos. Tomando o laço de controle do eixo d, seu compensador $k_d(s)$ pode ser modelado como um simples controlador proporcional-integral (PI), para permitir o rastreamento de um sinal de referência CC (Yazdani & Iravani, 2010).

$$k_d(s) = \frac{k_{pi}s + k_{ii}}{s} \quad (2.28)$$

em que k_{pi} e k_{ii} são os ganhos proporcional e integral, respectivamente, e podem ser determinados por:

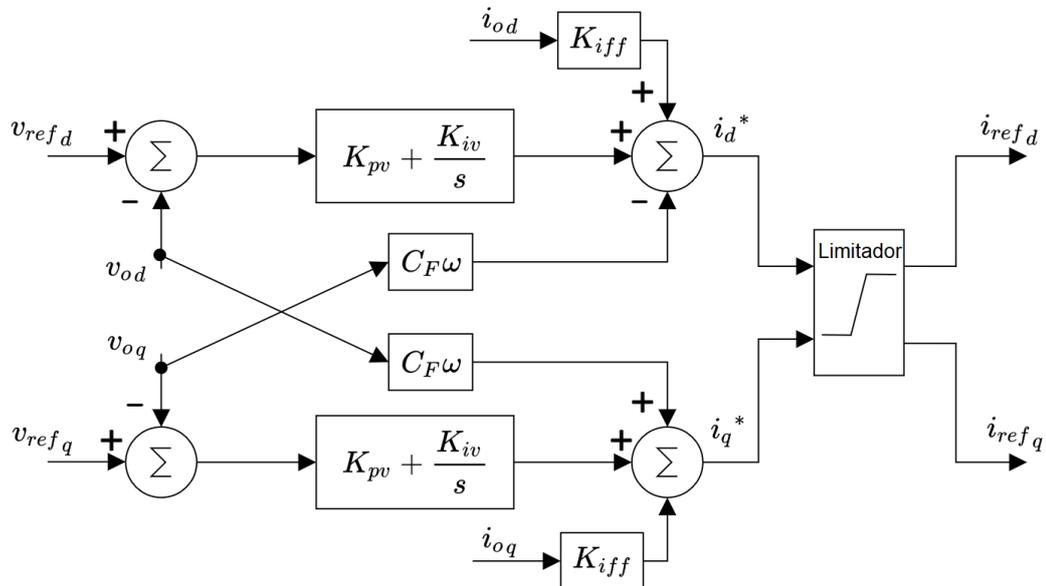
$$k_{pi} = \frac{L_F}{\tau_i} \quad (2.29)$$

$$k_{ii} = \frac{(R_F + r_{on})}{\tau_i} \quad (2.30)$$

em que R_F é a resistência do indutor do filtro L_F , r_{on} é a resistência série das chaves semi-condutoras do VSC e τ_i é a constante de tempo do sistema em malha fechada, a qual é um parâmetro de projeto.

τ_i deve ser pequeno, a fim obter uma rápida resposta do controle de corrente, porém suficientemente grande para que $1/\tau_i$, isto é, a largura de banda do sistema de controle em malha fechada, seja consideravelmente menor, por exemplo, dez vezes, do que a frequência de chaveamento do VSC (Yazdani & Iravani, 2010).

A Figura 2.9 mostra a topologia interna do bloco de controle de tensão, em que K_{pv} e K_{iv} denotam os ganhos proporcionais e integrais do controlador PI, respectivamente, e C_F é a capacitância do filtro do conversor (Mohamed & El-Saadany, 2008; Yazdani & Iravani, 2010; Bidram et al., 2013). Os ganhos cruzados de $C_F\omega$ são compensações usadas para desacoplamento da dinâmica entre v_d e v_q . As componentes da corrente de saída do conversor i_{od} e i_{oq} são compensadas por meio de outra estratégia de compensação *feed-forward*, que é regulada pelo ganho K_{iff} . Esta compensação permite que o sistema tenha um desempenho em todas as condições de carga semelhante a uma condição sem carga (Yazdani & Iravani, 2010).



Fonte: Adaptado de Yazdani & Iravani (2010).

Figura 2.9: Topologia do controle de tensão no *frame dq0*.

De maneira semelhante ao controle de corrente, o controle de tensão também pode ser modelado em *frame dq0* através de dois sistemas lineares desacoplados, um para o eixo d e outro para o eixo q. Cada um desses laços de controle inclui um termo integrador e, portanto,

para um sistema desse tipo, o compensador mais simples capaz de oferecer resposta rápida e erro zero em estado estacionário é o controlador PI, qual seja (Yazdani & Iravani, 2010):

$$k(s) = k_v \frac{s + z}{s} \quad (2.31)$$

O parâmetro z pode ser calculado através da equação:

$$z = \frac{1}{\tau_i} \cdot \frac{1 - \text{sen}(\delta_m)}{1 + \text{sen}(\delta_m)} \quad (2.32)$$

em que δ_m é a margem de fase do laço em malha fechada, na frequência de cruzamento ω_c , a qual, por sua vez, é dada por:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{z}{\tau_i}} \quad (2.33)$$

Para que esta condição se mantenha, o ganho proporcional k_v deve ser:

$$k_v = C_f \omega_c \quad (2.34)$$

Sabe-se que o sistema em malha fechada sempre tem um polo real em $s = -\omega_c$ e dois outros que estarão localizados no plano real-imaginário sobre um círculo de raio ω_c . Suas localizações exatas dependem da margem de fase δ_m selecionada. Duas escolhas são de particular interesse: $\delta_m = 45^\circ$, o que irá resultar em dois polos complexos-conjugados com um coeficiente de amortecimento $\sigma = 0,707$; e $\delta_m = 53^\circ$, o que fará com que os dois polos coincidam em $s = -\omega_c$. Com a segunda escolha, o sistema em malha fechada terá um polo triplo em $s = -\omega_c$ (Yazdani & Iravani, 2010).

Os parâmetros calculados K_v e z do controlador de tensão diferem do formato definido para os parâmetros deste controlador mostrados na Figura 2.9. Desta forma, pode-se reescrever os parâmetros do controlador de tensão PI da seguinte forma:

$$K_{pv} = K_v \quad K_{iv} = zK_{pv} \quad (2.35)$$

obtendo os parâmetros K_{pv} e K_{iv} conforme representação da Figura 2.9.

Finalmente, os sinais u_d e u_q gerados pelo compensador PI devem ser então transformados em referências de corrente para o controle interno de corrente do conversor, através de:

$$i_d^* = u_d - C_f(\omega V_{sq}) + i_{Ld} \quad (2.36)$$

$$i_q^* = u_q - C_f(\omega V_{sd}) + i_{Lq} \quad (2.37)$$

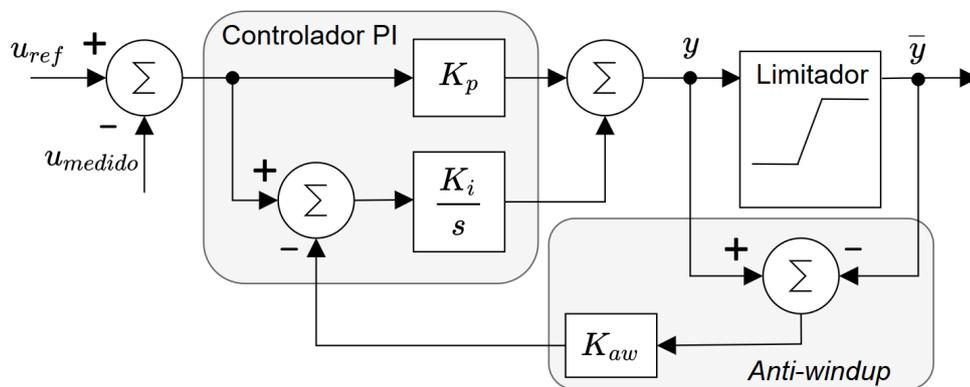
em que V_{sd} e V_{sq} são as tensões medidas na saída do conversor, e i_{Ld} e i_{Lq} são resultados da estratégia de compensação *feed-forward* aplicada às correntes medidas na saída do conversor.

A estrutura de controle em cascata do VSC controlado por tensão oferece a vantagem de inserir uma limitação de referência de corrente entre o nível de controle de tensão e o nível de controle de corrente, o que protege o VSC contra sobrecorrentes. No controlador de tensão da Figura 2.9, o bloco Limitador é usado para limitar as saídas do controle de tensão, que são as referências de corrente fornecidas ao controle de corrente. Este limitador é implementado pelo método de Limitação de Amplitude Vetorial (*Vector Amplitude Limitation*) (Gkountaras, Dieckerhoff & Sezi, 2015), o qual usa a amplitude de corrente $|i_{dq}^*|$ dos componentes dq, dados por:

$$|i_{dq}^*| = \sqrt{(i_d^{*2} + i_q^{*2})} \quad (2.38)$$

e limita essa amplitude até a corrente máxima permitida pelo VSC.

Uma vez que a corrente é limitada, o integrador do PI do controlador de tensão pode ser afetado pelo problema de *windup*. Para contornar esse problema, o método *anti-windup*, mostrado de forma genérica na topologia da Figura 2.10, é aplicado no controlador de tensão (Gkountaras et al., 2015).



Fonte: Adaptado de Gkountaras et al. (2015).

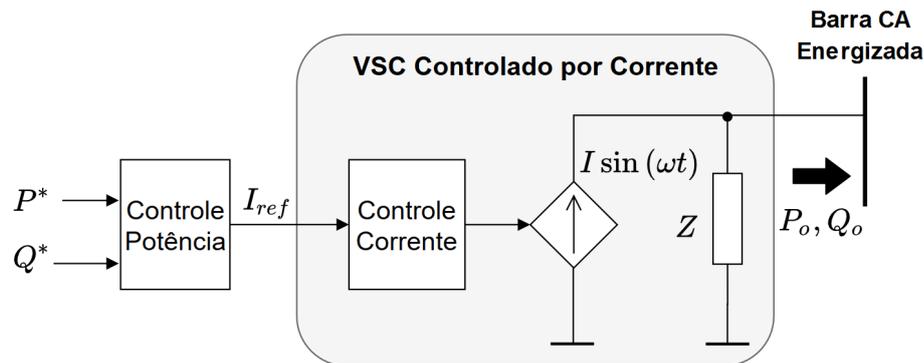
Figura 2.10: Estratégia anti-windup.

2.2.5 Modos de operação do conversor

O VSC pode operar com diferentes objetivos de controle, como controlar a potência ativa e reativa do RED ou controlar a tensão e a frequência da MR. O modo de operação do VSC para cada RED depende, basicamente, do modo de operação da MR, conectada à rede ou ilhada, e da natureza do RED, despachável ou não despachável. Dependendo de sua operação em uma MR, os conversores podem ser classificados em três modos de operação (Rocabert et al., 2012):

Grid-feeding

Neste modo, o conversor opera como um VSC controlado por corrente, cujo modelo é dado por uma fonte de corrente ideal em paralelo com uma alta impedância de saída, conforme Figura 2.11. Este modo de operação é adequado para que o conversor opere em paralelo com outros conversores em modo *grid-feeding*, conectado à rede.



Fonte: Adaptado de Rocabert et al. (2012).

Figura 2.11: Modelo elétrico do modo de operação *grid-feeding*.

A maior parte dos conversores utilizados em DG operam em modo *grid-feeding*, como em sistemas FV ou eólicos. Estes conversores podem participar do controle de tensão e frequência da MR através do ajuste, por um nível de controle hierarquicamente superior, das referências de potência ativa e reativa que devem fornecer (Rocabert et al., 2012).

As figuras 2.12 e 2.13 mostram as topologias do VSC operando no modo *grid-feeding*. Ambas as figuras usam uma representação simplificada do VSC controlado por corrente. O conversor não pode operar no modo *grid-feeding* com a MR ilhada se não houver outras fontes controlando a tensão e a frequência da MR.

Na Figura 2.12, um gerador de referência fornece as referências de correntes para o VSC, a fim de atingir as potências ativa e reativa desejadas, P^* e Q^* , fornecidas pelo nível de controle do sistema. A fonte primária está representada nesta figura por uma fonte CC ideal, porém pode ser substituída por uma representação completa da fonte primária, a depender da análise que se deseje realizar. O modelo da Figura 2.12 é mais adequado para fontes despacháveis, nas quais se pode controlar a potência ativa, porém pode ser utilizado também para fontes não despacháveis quando estas não necessitam uma representação da fonte primária e podem ser simplificadas como uma fonte ideal.

A Figura 2.13 mostra a topologia *grid-feeding* para uma fonte primária não despachável, geralmente uma fonte de energia intermitente como um sistema FV ou eólico. Neste caso, um controlador de potência fornece as referências de correntes para o VSC com base na tensão V_{cc} e Q^* . A implementação do controle de potência ativa através da tensão V_{cc} é usado para que o VSC siga a potência fornecida pela fonte primária, transferindo sua potência para a rede. Esta

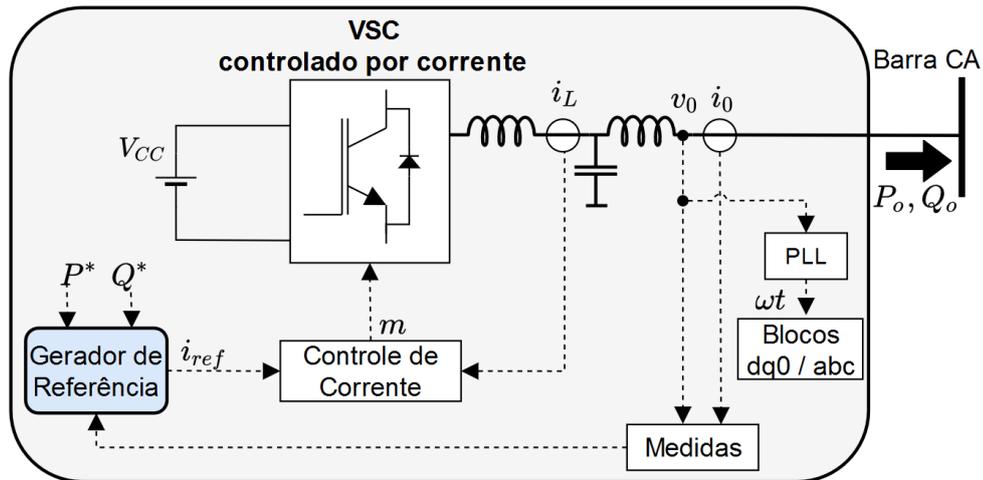


Figura 2.12: Topologia do VSC operando no modo *grid-feeding* com fonte despachável.

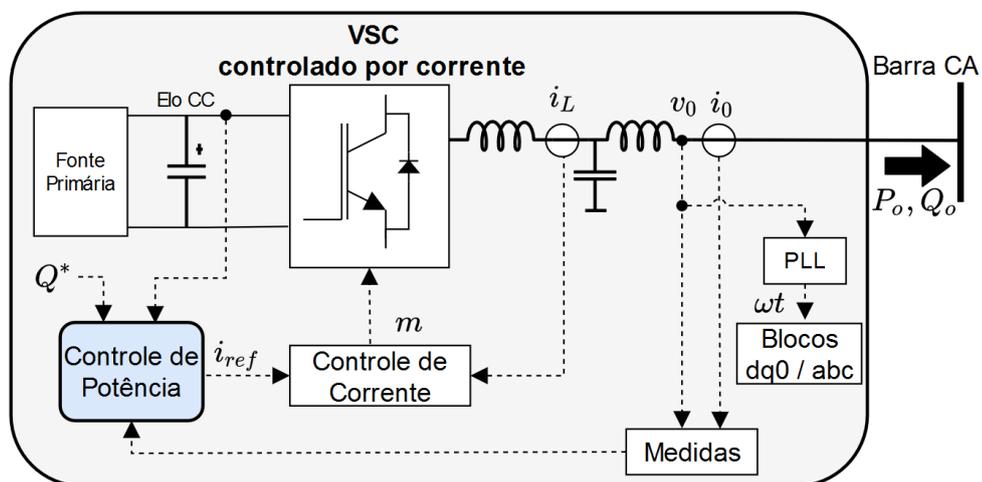


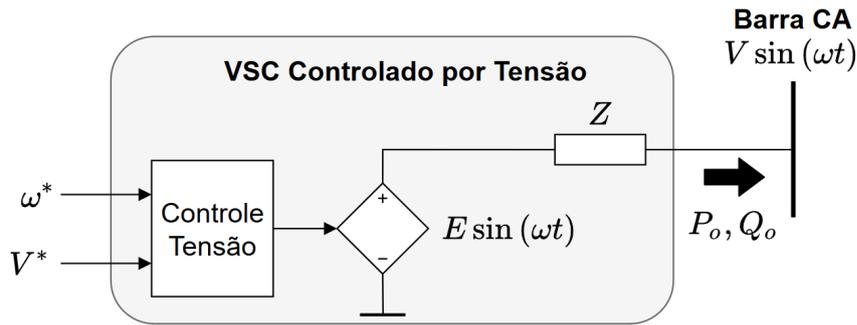
Figura 2.13: Topologia do VSC operando no modo *grid-feeding* com fonte não despachável.

representação necessitaria de um modelo completo para a fonte primária, já que com uma fonte CC ideal não há dinâmica na tensão V_{cc} , o qual não será abordado neste trabalho.

Grid-forming

No modo *grid-forming* o conversor opera como um VSC controlado por tensão, cujo modelo é dado por uma fonte de tensão ideal CA controlada em série com uma baixa impedância de saída, conforme mostrado na Figura 2.14. Para operar neste modo, o conversor controla o módulo e a frequência da tensão de saída seguindo as referências de tensão nominal e frequência V^* e ω^* .

Para que conversores no modo *grid-forming* operem em paralelo, é necessário um controle de sincronismo extremamente preciso para compartilhamento de potência, exigindo comunicação entre os conversores e um controlador central. Em uma MR, a tensão CA gerada pelo conversor em modo *grid-forming* será usada como referência para os conversores que estive-



Fonte: Adaptado de Rocabert et al. (2012).

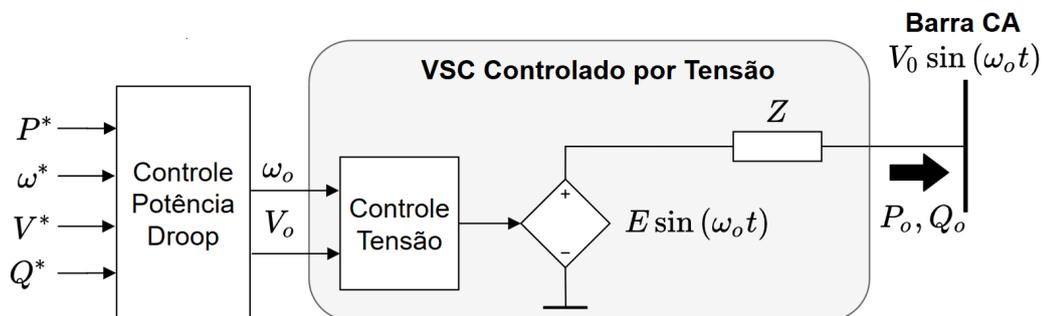
Figura 2.14: Modelo elétrico do modo de operação *grid-forming*.

rem operando em modo *grid-feeding* conectados em paralelo a ele, na operação da MR ilhada (Rocabert et al., 2012).

Grid-supporting

Neste modo, o conversor opera de forma semelhante ao modo *grid-forming*, como um VSC controlado por tensão, com a adição de uma malha de controle de potência ativa e reativa externa, implementada pelo método *droop*. Desta forma, o conversor opera como uma fonte de tensão CA cujo principal objetivo é participar da regulação de tensão V^* e frequência ω^* da rede através do controle da potência ativa e reativa fornecidos (Rocabert et al., 2012).

O modelo do modo de operação *grid-supporting* é dado por uma fonte de tensão CA ideal controlada em série com uma impedância de saída, da mesma forma que o modelo do modo *grid-forming*, porém com as referências de amplitude de tensão V^* e frequência ω^* sendo fornecidas por um controlador de potência do tipo *droop*, conforme mostrado na Figura 2.15.



Fonte: Adaptado de Rocabert et al. (2012).

Figura 2.15: Modelo elétrico do modo de operação *grid-supporting*.

Este tipo de conversores podem participar da regulação de tensão e frequência da MR em ambos os modos, conectada à rede e ilhada, sem a necessidade de conectar nenhum conversor em modo *grid-forming*. A Figura 2.16 mostra a topologia do VSC operando no modo *grid-*

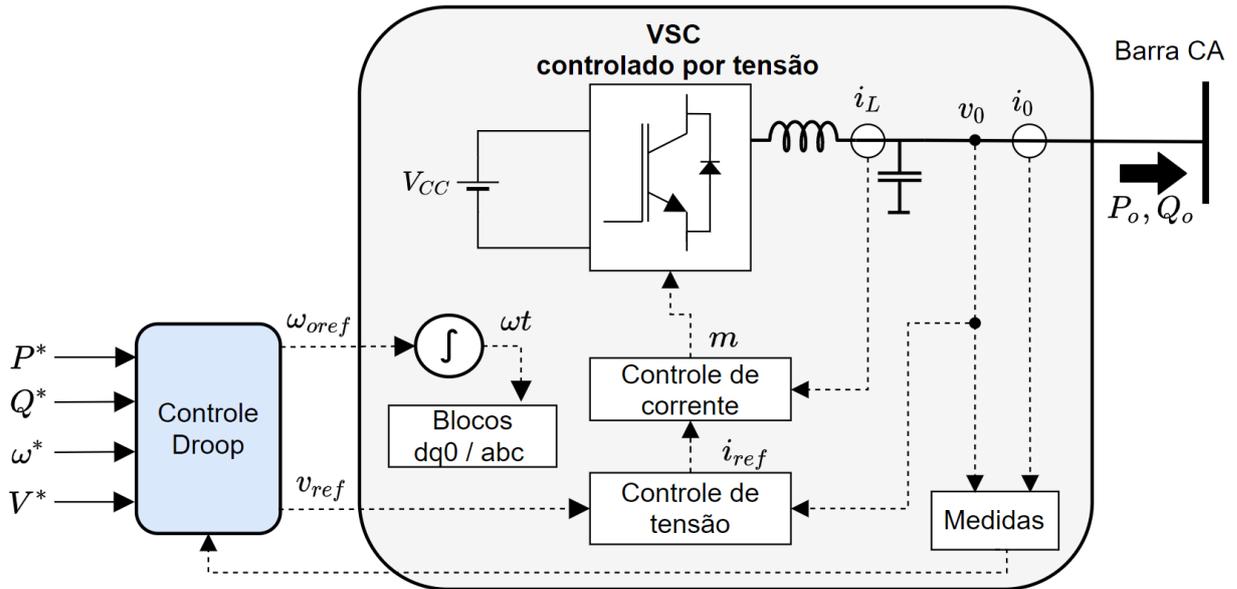


Figura 2.16: Topologia do VSC operando no modo *grid-supporting*.

supporting. Estes conversores podem operar em paralelo em uma MR, controlando o compartilhamento de potência sem o uso de nenhum canal de comunicação, através da implementação do controle *droop* com impedância virtual, que foi abordado na Seção 2.1.1, o qual é capaz de modificar seus parâmetros de maneira dinâmica de acordo com as condições de operação da MR (Rocabert et al., 2012).

2.3 Conclusão

Na primeira seção deste capítulo foram abordadas as estruturas de controle e operação de MRs, com ênfase para o controle hierárquico em três níveis. Dentro do controle primário, foi apresentado o método *droop* com uso de impedância virtual, utilizado no compartilhamento de potência entre conversores em paralelo na MR. Também foram abordados os controles secundário, responsável por corrigir os desvios de tensão e frequência causados pelo controle primário, e terciário, que toma conta de questões como o despacho econômico da MR. Ainda, foram apresentados os objetivos de controle P/Q e V/f com que cada RED pode operar, a depender de a MR estar operando em modo conectado ou ilhado.

A segunda seção tratou dos modelos de conversores eletrônicos de potência CC/CA, que podem ser de valores médios ou modelo chaveado. Foram apresentados os modelos de VSC controlado por corrente e por tensão, e também a técnica de sincronização PLL, responsável por manter o conversor sincronizado com a rede em fase e frequência. Foram abordados, ainda, os filtros CA utilizados para filtrar a frequência fundamental na saída do conversor e os modelos dos laços de controle internos (controle de corrente e controle de tensão). Por fim, foram apresentados os modos nos quais os conversores podem operar, de acordo com as características de

sua fonte primária e seu objetivo de controle dentro da MR.

Uma vez que tenham sido revisadas a estrutura de controle hierárquico de MRs e os modelos de conversores CC/CA, no capítulo seguinte será abordada de maneira mais detalhada a maneira como os controles efetivamente atuam sobre o conversor, que é através da modulação PWM, conforme mostra a Figura 2.3b . Algumas das principais estratégias trazidas pela literatura serão apresentadas e será explorada a utilização dos conversores para, além de fornecer energia, serem aproveitados para a prestação de serviços de suporte, desempenhando um papel que tem ganhado cada vez mais relevância no contexto atual dos sistemas elétricos.

Capítulo 3

Estratégias de PWM e a prestação de serviços de suporte em MRs

Alguns usuários conectados à rede principal são capazes de prover suporte ao sistema, através de serviços ancilares, assim denominados por estarem associados à geração ou ao consumo de energia elétrica. Estes serviços são vitais para manter a estabilidade e a confiabilidade da operação do sistema elétrico. Do ponto de vista tradicional, os serviços ancilares eram prestados por grandes usinas, como as hidrelétricas, cujos geradores oferecem inércia e reserva girante para serviços como a regulação de frequência. Entretanto, com os avanços tecnológicos das MRs, seu papel como provedoras de serviços ancilares tem sido reexaminado e ganhado destaque na literatura (Kumar & Palanisamy, 2020).

Os autores em (Silveira, Brandao, Fernandes, Uturbey & Cardoso, 2021) e (Maneesha & Swarup, 2021) elencaram alguns dos principais serviços ancilares ofertados por MRs, dentre os quais se destacam: a) nivelamento de carga, que consiste em armazenar energia durante períodos de baixa demanda e entregá-la em períodos de alta demanda do sistema, com o objetivo de “achatar” a curva de carga; b) capacidade de firmeza (ou fluxo de potência plano), que é a capacidade da MR de manter o fluxo de potência através do seu PCC (Point of Common Coupling) próximo a um valor especificado, suavizando os efeitos de volatilidade da carga e variabilidade das fontes não despacháveis; c) regulação de carga, que é a capacidade de manter a tensão constante em determinados nós da rede, apesar das variações na carga; e d) suporte de potência reativa, que é a capacidade da MR de suprir as demandas de potência reativa do sistema.

A potência reativa é necessária para manter as tensões dentro dos limites aceitáveis no sistema. Dispor de um suporte de potência reativa, que possa ser controlada rapidamente e com precisão, é um requisito para uma resposta dinâmica adequada a contingências e variações na carga e/ou geração (Ela, Kirby, Navid & Smith, 2012). As características dinâmicas da potência reativa em um sistema podem exigir dispositivos com respostas bastante rápidas, como é o caso dos conversores eletrônicos de potência disponíveis na maioria das MRs. Ainda, é desejável que o suporte de potência reativa esteja distribuído pela rede, visto que a potência reativa é um problema que, se tratado de maneira local, reduz a oneração da infraestrutura da rede. Essas características fazem das MRs importantes prestadoras deste serviço ancilar.

Cabe destacar, no entanto, que o aumento da margem de compensação de reativos dos conversores depende de sua capacidade de elevar o nível da tensão de saída, o qual, por sua vez, está diretamente relacionado à tensão no lado CC. Entretanto, para realizar essa elevação através do aumento da tensão CC, fazem-se necessárias alterações na configuração do conversor CC/CC que acabarão por aumentar suas dimensões físicas, a quantidade de componentes usados em sua topologia e os custos envolvidos na sua produção (Sutikno et al., 2022). Como alternativa, há a possibilidade de adotar uma estratégia de modulação PWM para o controle do chaveamento do conversor que permita um maior aproveitamento da tensão disponível no barramento CC, possibilitando um ganho na margem de fornecimento de potência reativa.

Ao longo das próximas seções, será elaborada a curva de capacidade para mensurar os limites de fornecimento de potência ativa e reativa pelo conversor, serão abordadas as implicações do aumento da tensão do barramento CC e serão apresentadas as principais estratégias de PWM empregadas em conversores CC/CA no contexto de MRs, visando um melhor aproveitamento da tensão CC na prestação de serviços de suporte.

3.1 Curva de capacidade

Conforme abordado anteriormente, um dos principais serviços auxiliares que podem ser prestados pelos conversores das MRs é o suporte de reativos. Na literatura, a prestação deste serviço auxiliar é majoritariamente abordada com foco em grandes geradores síncronos e não há muitos trabalhos que tenham examinado como os REDs podem contribuir para o atendimento dos requisitos de potência reativa do sistema (Ullah, Bhattacharya & Thiringer, 2009). Entretanto, com o crescimento da participação das MRs no sistema elétrico, conhecer os limites de fornecimento de potência destas instalações possibilita não apenas explorar sua total capacidade de geração, mas também utilizá-las como suporte, seja para a rede principal, melhorando sua qualidade de energia, seja para a própria MR, auxiliando no controle da estabilidade de tensão (Albarracín & Alonso, 2013).

No que diz respeito a este aspecto, a injeção de potência reativa para garantir a segurança do sistema costuma ser prioritária em relação a injeção de potência ativa, a qual é limitada, se necessário, de acordo com a curva de capacidade do conversor (Di Silvestre, Gallo, Ippolito, Musca, Riva Sanseverino, Tran & Zizzo, 2019). Para obter esta curva, é importante determinar os fatores que limitam a operação do VSC.

O primeiro limite é devido à corrente máxima que o conversor é capaz de injetar, a qual impõe os limites de potência ativa e reativa que o conversor pode fornecer. A relação entre estas potências e o limite de corrente do conversor é dado por:

$$P^2 + Q^2 = (V_s I_c)^2 \quad (3.1)$$

em que V_s é a tensão de saída no ponto de conexão do conversor, ou seja, após o filtro, I_c é a corrente injetada pelo conversor e P e Q são as potências ativa e reativa, respectivamente, que o conversor pode fornecer.

É possível rearranjar a Equação 3.1 para encontrar o limite de potência reativa em função da corrente máxima do conversor, obtendo-se:

$$Q_1 = \sqrt{(V_s I_{c,máx})^2 - P^2} \quad (3.2)$$

No plano PQ , o "*limite de corrente máxima*" será um círculo, similar ao limite de corrente de armadura de um gerador síncrono, cujos centro e raio são dados por:

$$c_1 = (0, 0); \quad r_1 = V_s I_c \quad (3.3)$$

O segundo limite é imposto pela máxima tensão interna do conversor, interpretada como aquela antes do filtro, o qual é similar ao limite imposto pela corrente de campo em um gerador síncrono. Com base nesta analogia, a relação entre P e Q e o limite de tensão do conversor é dado por (Ullah et al., 2009):

$$P^2 + \left(Q + \frac{V_s^2}{X}\right)^2 = \left(\frac{V_c V_s}{X}\right)^2 \quad (3.4)$$

em que X representa a reatância total equivalente entre o terminal do conversor e o ponto de conexão (isto é, a reatância equivalente do filtro) e V_c é a tensão interna do conversor (isto é, antes do filtro).

É possível rearranjar a Equação 3.4 para encontrar o limite de potência reativa em função da tensão máxima do conversor, obtendo-se:

$$Q_2 = \sqrt{\left(\frac{V_{c,máx} V_s}{X}\right)^2 - P^2} - \frac{V_s^2}{X} \quad (3.5)$$

No plano PQ , o "*limite de tensão máxima*" será um círculo, cujos centro e raio são dados por:

$$c_2 = \left(0, -\frac{V_s^2}{X}\right); \quad r_2 = \frac{V_c V_s}{X} \quad (3.6)$$

Nota-se que o valor da reatância equivalente do filtro está relacionado de maneira inversamente proporcional ao raio do círculo, impactando o valor de Q_2 . O terceiro e último limite é imposto pela máxima potência ativa que a fonte primária é capaz de fornecer, o qual é 1 p.u., e será constante, representado no plano PQ por uma reta (Albarracín & Alonso, 2013). O formato genérico para a curva de capacidade de um VSC pode ser visto na Figura 3.1.

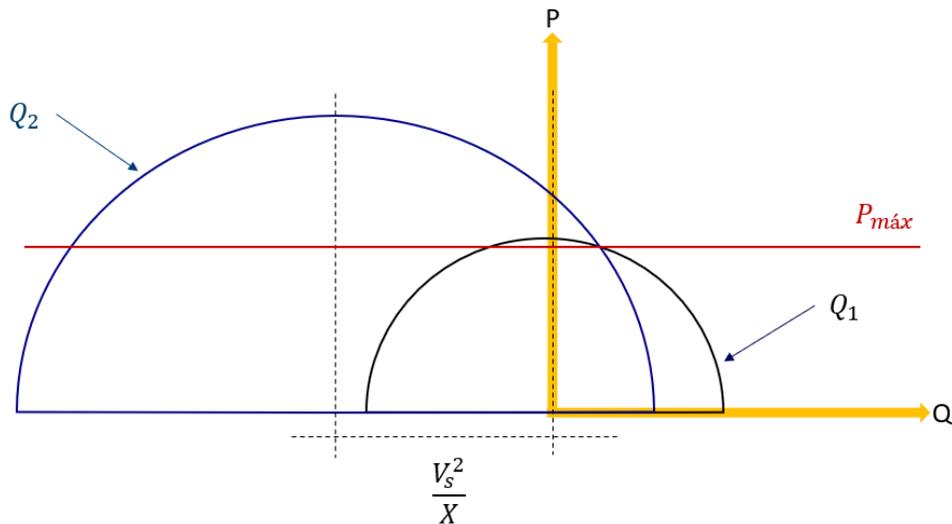


Figura 3.1: Curva de capacidade do VSC

Cabe destacar que estes são os limites físicos, ou seja, devido às características construtivas do conversor. Ajustes de proteções da MR ou da rede principal podem representar limites que restrinjam ainda mais a região factível de operação, de acordo com a aplicação considerada. A máxima capacidade de injeção de potência reativa pelo conversor será, então, calculada como:

$$Q = \min \{Q_1, Q_2\} \quad (3.7)$$

Assumindo-se que a corrente máxima que o conversor é capaz de injetar depende dos seus parâmetros construtivos e, portanto, não pode ser alterada facilmente e que o limite imposto pela tensão máxima do conversor é geralmente mais restritivo, para aumentar a capacidade de fornecimento de reativos é mais interessante focar no limite dado por $V_{c,máx}$ através da Equação 3.5.

O valor da tensão $V_{c,máx}$, em RMS, pode ser escrito como:

$$V_{c,máx} = \frac{V_{CC,máx}}{\sqrt{2}} \quad (3.8)$$

Logo, o valor de $V_{c,máx}$ é diretamente proporcional a $V_{CC,máx}$, o que implica dizer que um incremento na tensão máxima do barramento CC tem um efeito linear no limite de fornecimento de potência reativa imposto pela tensão máxima do conversor (Rodrigues de Jesus, Cupertino, Xavier, Pereira & Mendes, 2021). Realizar a elevação da tensão CC, no entanto, traz importantes implicações construtivas no que diz respeito ao conversor CC/CC, as quais serão apresentadas na seguinte seção.

3.2 Implicações da elevação da tensão do barramento CC

No contexto atual das MRs, a energia solar fotovoltaica tem sido a mais explorada, devido a ser uma fonte de energia limpa, renovável e livre de emissões, com alta confiabilidade e baixo custo. Mas ela tem algumas limitações em termos da magnitude da tensão produzida pelos painéis, que alcançam apenas valores na faixa de 12 a 60V (Pourjafar, Shayeghi, Madadi Kojabadi, Maalandish & Sedaghati, 2020). Essa mesma limitação também se aplica aos bancos de bateria, por exemplo, que costumam operar nesta mesma faixa de tensão.

Assim, faz-se necessário o uso de um conversor CC/CC para elevar a tensão da fonte primária para o barramento CC, adequando-a a níveis condizentes com as necessidades das aplicações em MRs, que são geralmente na faixa de 375 a 760V (Amir, Amir, Che, Elkhateb & Rahim, 2019). As topologias convencionais para os conversores elevadores são as do tipo *boost* e *buck-boost*, o qual é mostrado na Figura 3.2.

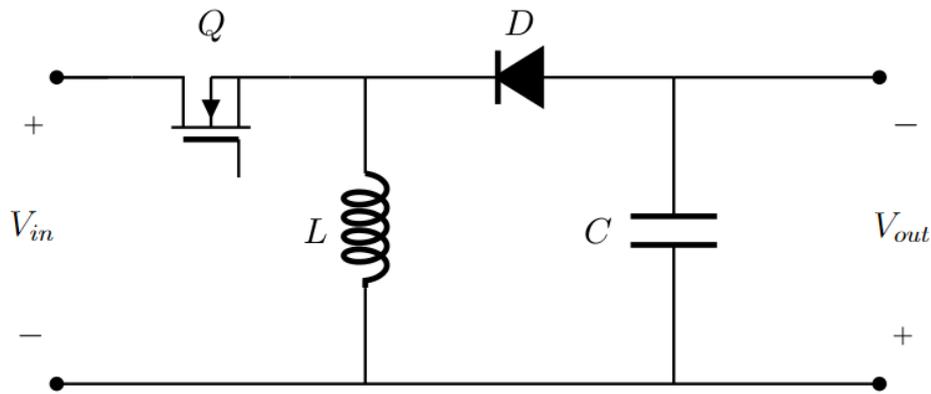


Figura 3.2: Circuito básico do conversor CC/CC tipo *buck-boost*

Contudo, ganhos de tensão tão elevados muitas vezes não podem ser obtidos com estas topologias, devido às perdas causadas pelo indutor L , pelo capacitor de filtragem C , pela chave Q e pelo diodo de saída D , ou são alcançados ao custo do incremento excessivo do *duty cycle* e submetendo o dispositivo semiconductor a um alto *stress* de tensão (Sutikno et al., 2022).

O ganho de tensão para o conversor CC/CC *buck-boost* é dado por:

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

em que D é o *duty cycle*. Nota-se que, para um conversor ideal, o ganho máximo seria infinito, quando $D = 1$. Entretanto, para um conversor real este mesmo ganho produziria uma tensão V_{out} menor, devido às perdas já mencionadas nos componentes. Assim, pode-se dividir a região de operação do conversor em três faixas, de acordo com o *duty cycle* (Michal, 2016):

1. $D < D_{CRIT}$: operação normal, com comportamento próximo ao ideal,

2. $D = D_{CRIT}$: produz a máxima tensão de saída V_{out} ,
3. $D > D_{CRIT}$: área de ganho negativo, em que a tensão de saída decai com o incremento do *duty cycle*.

O valor de D_{CRIT} depende de parâmetros do circuito do conversor, como as resistências associadas ao indutor e resistências parasitas, e varia em função da resistência equivalente vista pelo conversor na saída. A fim de evitar uma inversão de polaridade do ganho, D_{CRIT} é usualmente estabelecido como sendo fixo e o valor conservador de 0,67 é citado na literatura (*Buck-Boost PWM DC-DC Converter*, 2013). Este *duty cycle*, porém, resulta em um ganho de apenas duas vezes e, mesmo considerando um D_{CRIT} maior, o ganho destes conversores na prática não costuma passar de três ou quatro vezes.

Uma maneira de aumentar o ganho é utilizar uma topologia multiníveis, isto é, várias etapas de elevação para atingir um ganho total maior. Contudo, isto implica em aumentar proporcionalmente a quantidade de componentes do conversor e, logo, seu tamanho e custo. Existem também topologias de conversores não isolados um pouco mais elaboradas, como o SEPIC e o Ćuk, porém elas carregam o mesmo inconveniente de utilizar uma quantidade maior de componentes, maior tamanho e maior custo (Amir et al., 2019).

Na literatura mais recente é possível encontrar uma série de propostas de topologias modificadas para alcançar um alto ganho em conversores CC/CC. Em Sutikno et al. (2022) há um interessante compilado destas referências e dos resultados que obtiveram em termos de ganho de tensão em comparação ao número de componentes necessários. A faixa de ganhos alcançados varia de 4 até 20 vezes, com configurações que utilizam até 26 componentes ao todo.

Em vista do exposto, fica claro que aumentar o nível de tensão do barramento CC, visando aumentar a margem de fornecimento de potência reativa para a prestação de suporte, através de modificações no conversor CC/CC, embora possível, acarreta a utilização de topologias de maior complexidade, com maior quantidade de componentes, maior tamanho e maior custo. Por outro lado, uma alternativa que permita um melhor aproveitamento da tensão disponível no barramento CC possibilita o emprego de um conversor CC/CC menor, com dispositivos semicondutores expostos a um *stress* de tensão menor.

Existem estratégias de PWM aplicadas ao conversor CC/CA que permitem aumentar o aproveitamento da tensão V_{CC} disponível, sem necessitar de nenhum acréscimo construtivo ao conversor, mas apenas de uma alteração na etapa de modulação do sinal de controle. Nas próximas seções, serão apresentadas as principais técnicas abordadas na literatura de MRs.

3.3 SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation

A priori, todas as estratégias de PWM consideradas neste trabalho visam criar trens de pulsos de largura variável com a mesma frequência fundamental de um dado sinal de referência. Logo, o objetivo principal consiste em determinar o *duty cycle* que irá reproduzir, na saída do conversor, a tensão ou corrente desejada. Para tal, a estratégia de PWM mais comumente usada em eletrônica de potência é a que utiliza uma onda portadora triangular de alta frequência sobre a qual é modulado um sinal de referência senoidal de baixa frequência, também chamado de onda moduladora, denominada *Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM* (Holmes & Lipo, 2003). Na Figura 3.3 é possível observar estas duas ondas sobrepostas e o trem de pulsos resultante do processo de modulação.

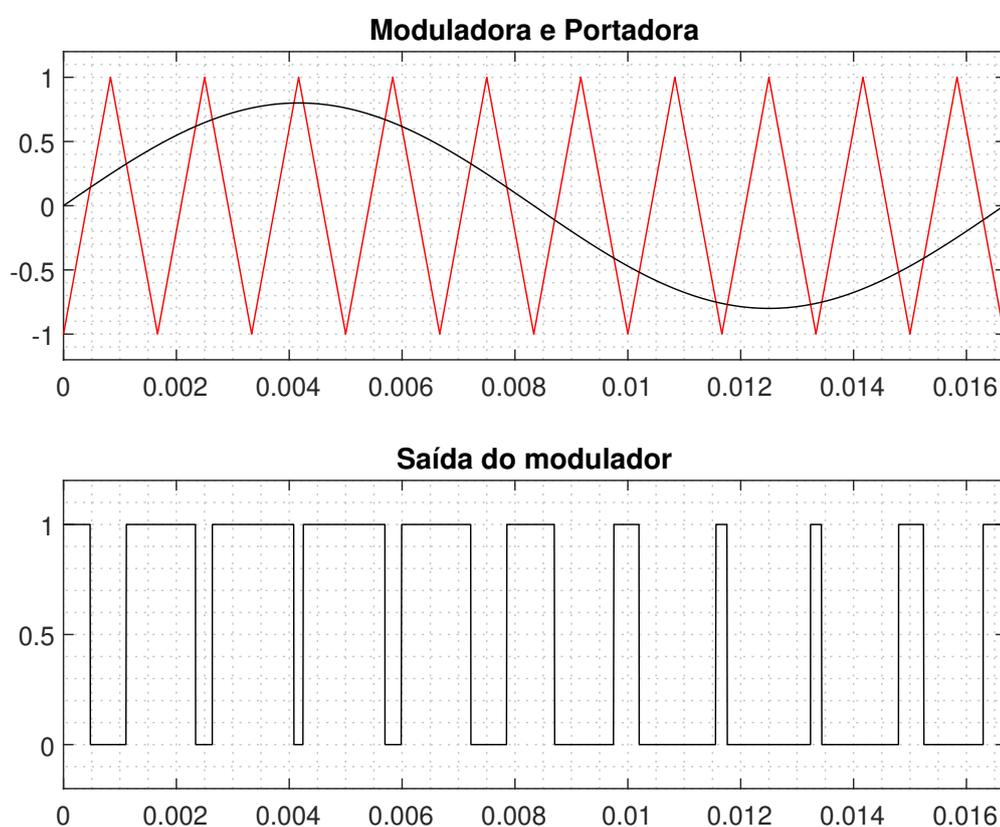


Figura 3.3: Modulação PWM Senoidal

Como pode ser visto na Figura 3.3, é adotado o critério de amostragem natural, no qual a comutação do estado da saída do modulador, o qual é conectado ao *gate* da chave semicondutora, ocorre na interseção entre a onda moduladora e a onda portadora, assumindo o valor lógico 1 quando a onda moduladora é maior que a portadora e o valor lógico 0 quando a onda portadora é maior que a moduladora (Holmes & Lipo, 2003).

Um importante parâmetro a ser determinado é a frequência de chaveamento. Enquanto a

frequência fundamental do sinal de saída é dada pela frequência da onda moduladora, a frequência de chaveamento é determinada pela frequência escolhida para a onda portadora. Um ponto importante a ser considerado nesta escolha é que a distorção harmônica das correntes de saída do conversor diminuem quase que linearmente com o aumento da frequência de chaveamento. Em contrapartida, as perdas por chaveamento dos dispositivos semicondutores aumentam proporcionalmente ao aumento dela. Assim, é preconizado pela literatura a adoção de frequências de chaveamento entre 100 e 400 vezes a frequência fundamental da onda moduladora, considerando, ainda, as limitações específicas dos dispositivos semicondutores utilizados em cada aplicação (Holtz, 1992).

Além da frequência de chaveamento, outros parâmetros importantes são as amplitudes das ondas moduladora e portadora, vistas ainda na Figura 3.3. O valor adotado para a amplitude da onda portadora geralmente é 1 e é fixo. Já o valor de amplitude da onda moduladora varia de acordo com o sinal de modulação fornecido ao PWM pelo controle do conversor, como mostra a Figura 2.3b. A relação entre estas duas amplitudes resulta em uma importante métrica da estratégia de modulação, denominada índice de modulação e expressada por (Holmes & Lipo, 2003):

$$m = \frac{\hat{M}}{\hat{P}} \quad (3.10)$$

em que \hat{M} é a amplitude da onda moduladora e \hat{P} é a amplitude da onda portadora.

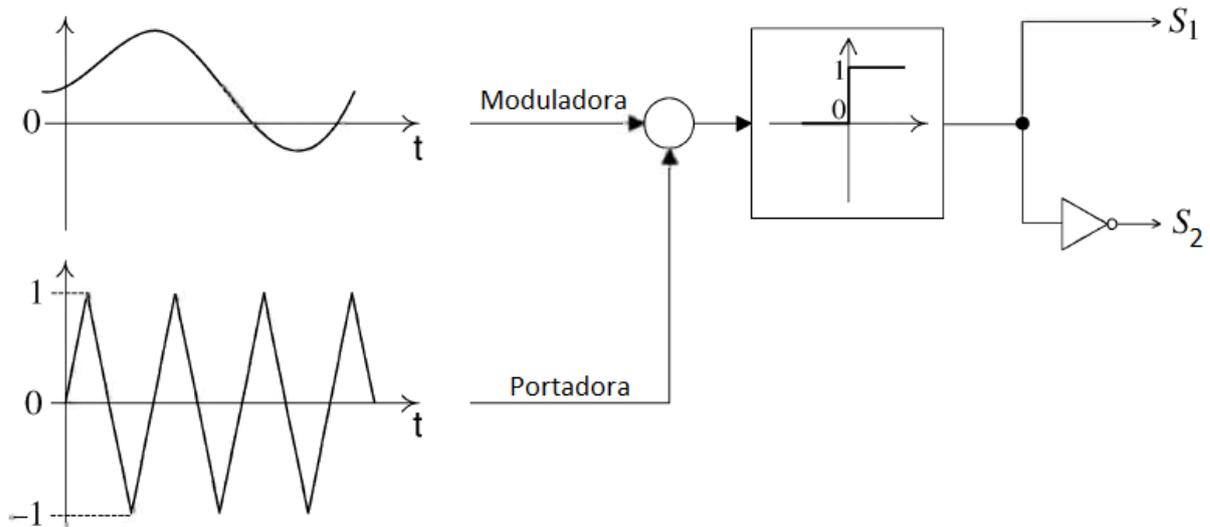
De acordo com o valor do índice de modulação do PWM, pode-se definir duas faixas de operação para o conversor:

$$\begin{cases} 0 < m \leq 1, & \text{modulação linear} \\ m > 1, & \text{sobremodulação} \end{cases} \quad (3.11)$$

Quando operando na faixa de modulação linear, a resposta na variação de tensão ou corrente na saída do conversor é proporcional à variação do índice de modulação. Já na operação em condição de sobremodulação, perde-se esta linearidade no controle das grandezas, com implicações que serão melhor abordadas na sequência desta seção.

Considerando o VSC da Figura 2.3b, o SPWM é uma estratégia que se aplica para cada um dos três braços do conversor de maneira individual (Holtz, 1992). Tomando-se como exemplo o braço composto pelas chaves S_1 e S_2 , o diagrama do mecanismo de geração dos pulsos do SPWM para os *gates* destas chaves é mostrado na Figura 3.4.

Nota-se, da Figura 3.4, que o trem de pulsos gerado pelo SPWM para a chave superior do braço, S_1 , é também utilizado para comandar a chave inferior do braço, S_2 , tendo seu valor invertido. Ou seja, sempre que a chave S_1 estiver conduzindo, a chave S_2 estará bloqueando, e vice-versa. Deste modo, a tensão de saída para a fase associada a este braço será chaveada



Fonte: Adaptado de Yazdani & Iravani (2010).

Figura 3.4: Mecanismo de geração de pulsos do SPWM para um braço do VSC

em $+V_{cc}/2$ ou $-V_{cc}/2$. Este mesmo mecanismo é aplicável aos demais braços do VSC, apenas alterando as chaves sobre as quais irá atuar para os pares S_3/S_4 e S_5/S_6 , para se obter, então, os trens de pulsos das tensões de saída para as três fases do conversor. Por fim, este trem de pulsos deve ser submetido a um filtro CA, dimensionado conforme abordado na Seção 2.2.3, para que se possa obter, extraindo-se a componente da frequência fundamental, a tensão de saída do conversor em CA (Holmes & Lipo, 2003).

Tendo em conta que a amplitude da tensão de saída do conversor em CA está diretamente relacionada à tensão disponível no barramento CC, sabe-se, matematicamente, que o máximo valor daquela é alcançado ao sintetizar na saída do conversor uma onda quadrada, a qual gera uma tensão na frequência fundamental igual a 63,7% da tensão do barramento CC (Holmes & Lipo, 2003). Este valor é frequentemente utilizado na literatura como uma referência de comparação para mensurar a máxima tensão alcançável por uma técnica de modulação, de acordo com:

$$V_{MÁX\%} = \frac{V_{MÁX}}{V_{MÁXquad}} \cdot 100 \quad (3.12)$$

em que $V_{MÁX}$ é o valor da máxima tensão possível de alcançar na frequência fundamental com a técnica de modulação analisada, $V_{MÁXquad}$ é o valor de tensão da componente de frequência fundamental para uma onda quadrada, considerando a mesma tensão CC disponível, e $V_{MÁX\%}$ é a proporção percentual do valor máximo de tensão na frequência fundamental que a técnica de modulação é capaz de alcançar em relação à onda quadrada.

Em se tratando de uma modulação SPWM, o máximo valor é alcançado no ponto em que as amplitudes do sinal de referência e do sinal da portadora são iguais, isto é, quando o índice de

modulação é igual a um, possibilitando uma $V_{MAX\%}$ igual a 78,5% (Holtz, 1992). Para cenários em que o conversor esteja fornecendo potência à MR e/ou às cargas locais, operando com o índice de modulação próximo de um, os sinais de referência para o SPWM e de pulso para a chave do conversor podem ser observados na Figura 3.5. Nota-se que a modulação ocorre de maneira satisfatória, dentro da faixa linear, com a largura dos pulsos aumentando conforme o aumento da amplitude da senoide de referência.

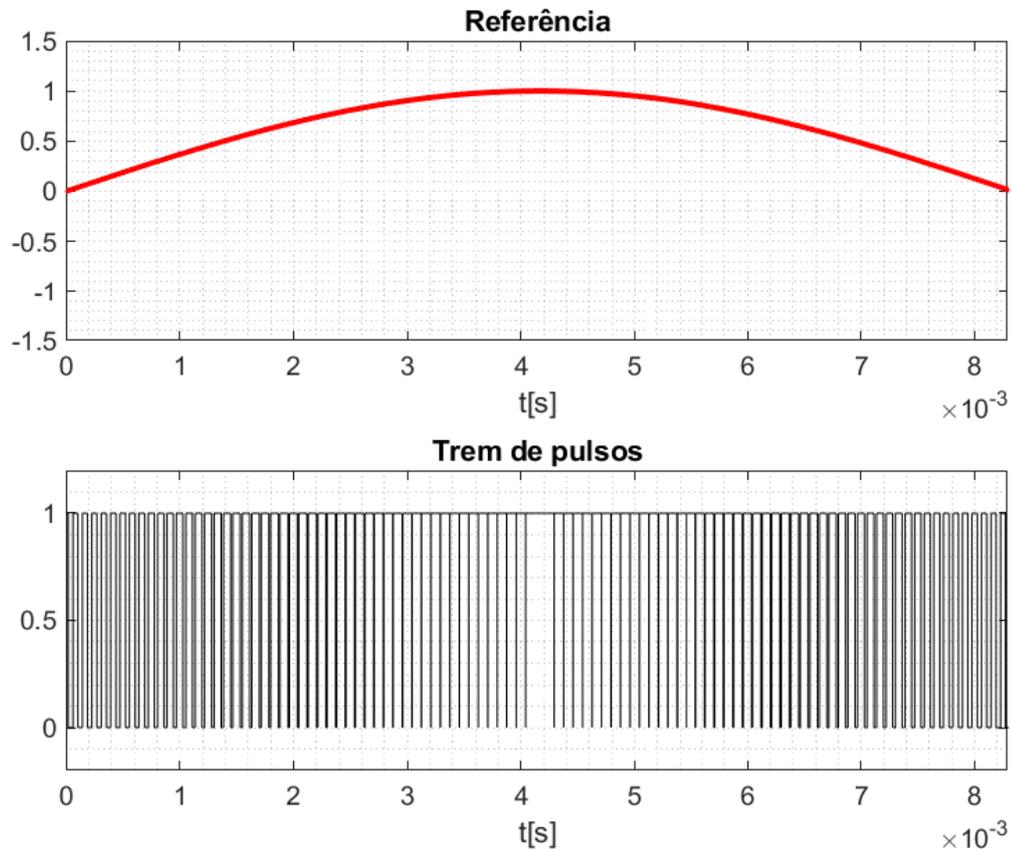


Figura 3.5: Sinais de referência do SPWM e de pulso para o conversor com $m=1$

Considerando uma situação em que o conversor já estivesse explorando ao máximo a tensão disponível no barramento CC para fornecer energia às cargas, se houvesse uma demanda por serviços auxiliares da MR, como suporte de reativos, por exemplo, seria necessária a elevação da tensão na saída do conversor. Esta solicitação de elevação de tensão seria atendida pelo controle do conversor através do aumento do índice de modulação, que alcançaria um valor superior a um, o que caracteriza uma sobremodulação, conforme pode ser observado na Figura 3.6. Nota-se que, quando o sinal de referência ultrapassa o valor um, ocorre a saturação do sinal de pulso, que permanece sem variação até que o sinal de referência retorne para a faixa de modulação linear. Este pulso saturado no *gate* das chaves estáticas refletiria na introdução de distorções harmônicas à tensão de saída do conversor.

Entretanto, é comum a inserção de um limitador nos laços de controle do conversor para evitar que seja extrapolada a faixa de modulação linear e impedir a ocorrência da sobremodu-

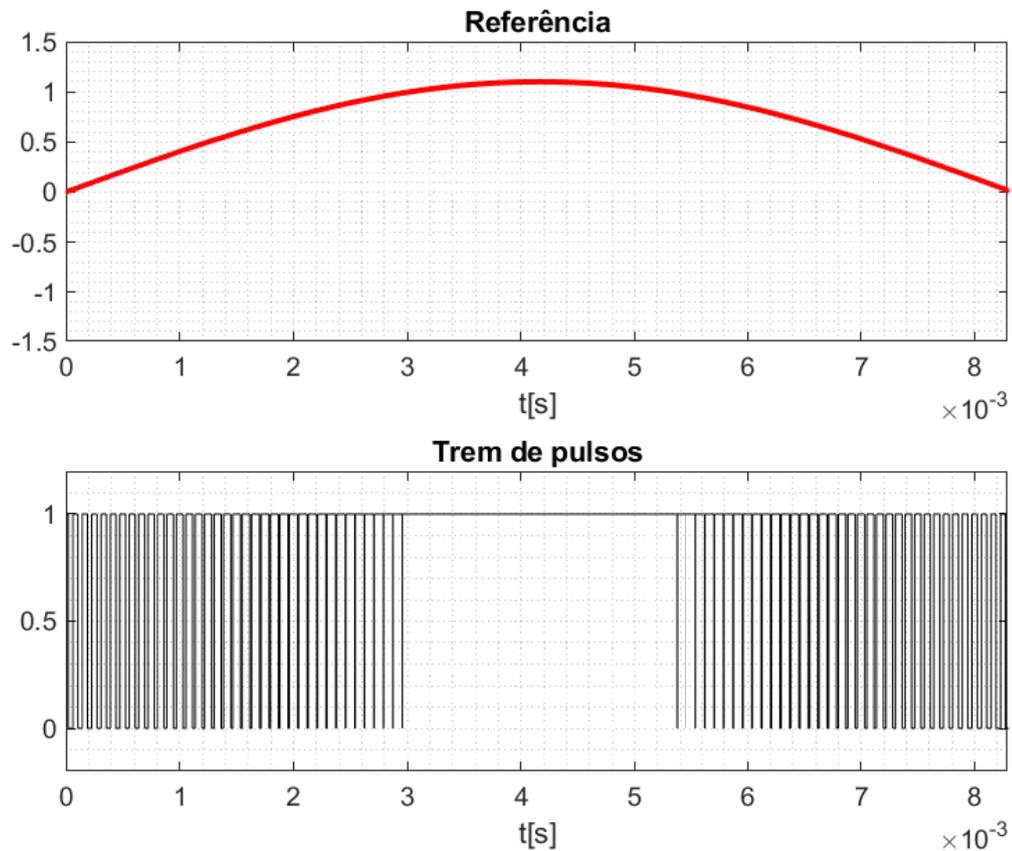


Figura 3.6: Sinais de referência do SPWM e de pulso para o conversor com $m=1,1$

lação. O efeito prático que esta medida acarretaria, em uma condição de limitação da tensão no barramento CC, seria o comprometimento do fornecimento de potência ativa pelo conversor, prejudicando o atendimento à carga.

Em cenários como este, algumas alternativas ao SPWM, que podem ser interessantes para aplicações de MRs, têm sido abordadas na literatura. A título de exemplo, em Lamb, Mirafzal & Blaabjerg (2018) foi proposta a adição de uma componente de modo comum ao sinal de referência do SPWM, obtendo-se como resultado a maximização da região linear de modulação para atender a serviços ancilares como a compensação de sequência negativa. Esta mesma ideia serve como base para a técnica de modulação que será abordada na seção a seguir.

3.4 THIPWM - Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation

Uma estratégia de modulação já bastante consolidada na literatura consiste na injeção de uma componente de terceira harmônica ao sinal de referência do PWM, e é conhecida como *Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation - THIPWM*. Esta técnica possibilita um incremento à $V_{MAX\%}$, alcançando um valor de até 90,7%. As componentes harmônicas adicionadas modificam a forma de onda do sinal de referência, incrementando sua componente fundamental

(Holtz, 1992). O processo de formação do sinal de referência do THIPWM pode ser observado na Figura 3.7.

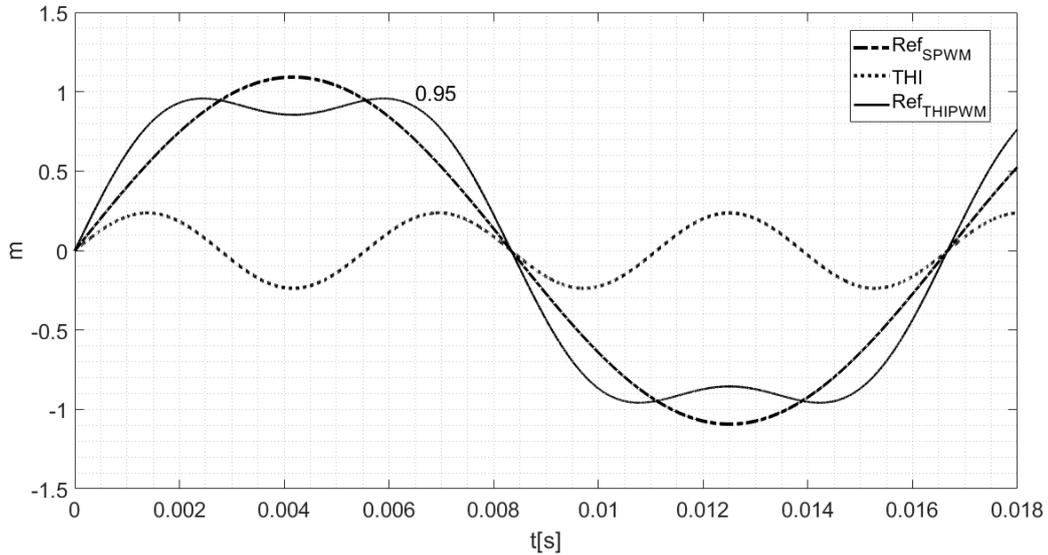


Figura 3.7: Formação do sinal de referência do THIPWM

Ao sinal de referência senoidal original Ref_{SPWM} , representado pela linha traço-ponto, que é o mesmo utilizado como onda moduladora na estratégia SPWM anteriormente abordada, é somado um segundo sinal THI , representado pela linha pontilhada, também senoidal e com o triplo da frequência. Como resultado, o novo sinal de referência Ref_{THIPWM} , representado pela linha contínua, é obtido, o qual mantém a frequência fundamental do sinal de referência original, porém com um formato de senoide achatada, mais próximo ao formato de onda quadrada, que possibilita carregar uma componente fundamental de maior amplitude sem extrapolar o limite da faixa de modulação linear. As novas referências para o PWM, para as três fases do conversor, são dadas por (Behera & Saikia, 2022):

$$\begin{cases} v_{ra}^{pwm} = m_1 \sin(\omega t) + m_3 \sin(3\omega t) \\ v_{rb}^{pwm} = m_1 \sin(\omega t - (2\pi/3)) + m_3 \sin(3(\omega t - (2\pi/3))) \\ v_{rc}^{pwm} = m_1 \sin(\omega t + (2\pi/3)) + m_3 \sin(3(\omega t + (2\pi/3))) \end{cases} \quad (3.13)$$

em que v_{rabc} são as referências para o THIPWM, m_1 e m_3 são os índices de modulação para a componente fundamental e para a terceira harmônica, respectivamente, e ω é a frequência angular fundamental.

Em relação à amplitude m_3 da componente de terceira harmônica a ser injetada, o uso de $1/6$ do valor de m_1 é a escolha que possibilitará o máximo incremento da componente fundamental, igual a 15,5%. Por outro lado, o uso de $1/4$ do valor de m_1 é o que resultará em uma maior redução da THD, ao custo da também redução do incremento na componente fundamental para 12% (Holmes & Lipo, 2003).

Tomando-se o exemplo da Figura 3.7, é possível notar que o sinal Ref_{SPWM} , com $m_1 = 1, 1$, que levaria o conversor a operar em sobremodulação, é substituído pelo novo sinal Ref_{THIPWM} , com $m = 0,95$, o qual mantém a amplitude da senoide original em sua componente fundamental e também o conversor na região de modulação linear.

Os autores em Yaakub et al. (2016) apresentaram uma simulação para demonstrar o uso da estratégia THIPWM em um conversor multinível e a compararam ao SPWM, obtendo uma redução de até 36% na THD. Em Younis et al. (2011) foi implementado o THIPWM com índice de modulação ajustável e deslocamento de ângulo, e o desempenho do conversor foi analisado também em termos da THD injetada na rede, com resultado satisfatório. Mais recentemente, Serban et al. (2019) propuseram uma nova estratégia de modulação baseada na modificação da THIPWM, denominada 2THIPWM, que demonstrou uma redução maior que 5% nas perdas por condução do conversor. Uma outra modificação foi apresentada por Behera & Saikia (2022), a qual utiliza um algoritmo para otimizar a amplitude da componente de terceira harmônica a ser injetada no sinal de referência. Os resultados das simulações apontaram para uma redução efetiva da THD para toda a região de operação do conversor.

3.5 SVPWM - Space Vector Pulse Width Modulation

Outra técnica bastante difundida na literatura, que também possibilita alcançar uma $V_{MÁX\%}$ de 90,7%, é denominada *Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM*. Diferente das estratégias SPWM e THIPWM, nas quais a modulação é realizada para cada uma das fases separadamente, a implementação do SVPWM é feita considerando as três fases conjuntamente. Seu princípio de funcionamento é baseado no fato de haver apenas oito possíveis estados para a combinação das chaves do VSC e sua realização pode ser dividida em quatro principais etapas (Holmes & Lipo, 2003), explicadas ao decorrer desta seção.

Conforme demonstrado na Figura 3.4, em cada um dos braços do conversor o par de chaves sempre operará de maneira complementar, de modo que a tensão na respectiva fase seja chaveada para 0 ou V_{CC} . Uma representação para o diagrama de estados do VSC pode ser vista na Figura 3.8, na qual é atribuído o valor lógico "1" quando a chave superior do braço está fechada e a inferior aberta e o valor lógico "0" quando a chave superior do braço está aberta e a inferior fechada.

A primeira das etapas da modulação SVPWM consiste em representar a referência de tensão, advinda do controle do conversor em coordenadas abc , no plano de coordenadas $\alpha - \beta$, junto dos vetores que representam os oito possíveis estados do VSC. Para tal, a transposição dos valores de tensão é dada pela matriz de transformação (Yazdani & Iravani, 2010):

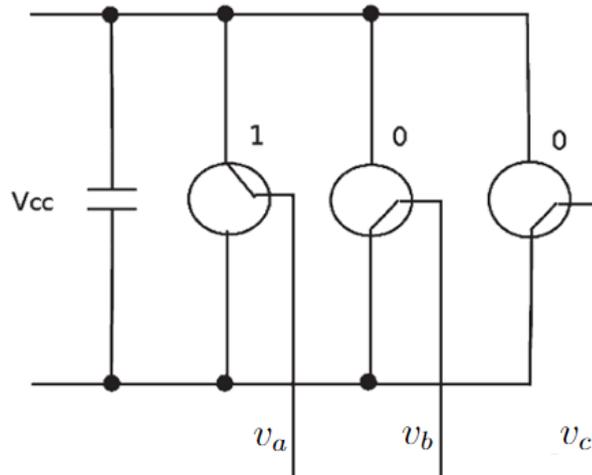


Figura 3.8: Diagrama dos estados das chaves do VSC

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Com base nesta matriz e no diagrama da Figura 3.8, é possível determinar os oito vetores de tensão associados aos possíveis estados do VSC, conforme mostra a Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Estados de comutação do VSC e seus vetores de tensão associados

Estado	S_a	S_b	S_c	v_a	v_b	v_c	v_α	v_β	Vetor
0	0	0	0	0	0	0	0	0	V_0
1	1	0	0	V_{CC}	0	0	$2V_{CC}/3$	0	V_1
2	1	1	0	V_{CC}	V_{CC}	0	$V_{CC}/3$	$V_{CC}/\sqrt{3}$	V_2
3	0	1	0	0	V_{CC}	0	$-V_{CC}/3$	$V_{CC}/\sqrt{3}$	V_3
4	0	1	1	0	V_{CC}	V_{CC}	$-2V_{CC}/3$	0	V_4
5	0	0	1	0	0	V_{CC}	$-V_{CC}/3$	$-V_{CC}/\sqrt{3}$	V_5
6	1	0	1	V_{CC}	0	V_{CC}	$V_{CC}/3$	$-V_{CC}/3$	V_6
7	1	1	1	V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}	0	0	V_7

Os vetores de estado podem, então, ser representados no plano $\alpha - \beta$ de acordo com a Figura 3.9. Nota-se que os vetores V_0 e V_7 têm módulo igual a zero e, portanto, encontram-se localizados na origem do plano.

Percebe-se, ainda da Figura 3.9, que a disposição dos vetores de estado forma sobre o plano uma área hexagonal, representada pela linha tracejada, e a divide em seis setores (S_1 a S_6). É sobre esta área que estará localizado o vetor V_{ref} , que é a referência de tensão oriunda do controle do conversor transposta para o plano de coordenadas $\alpha - \beta$, cujo módulo é dado por:

$$|V_{ref}| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.15)$$

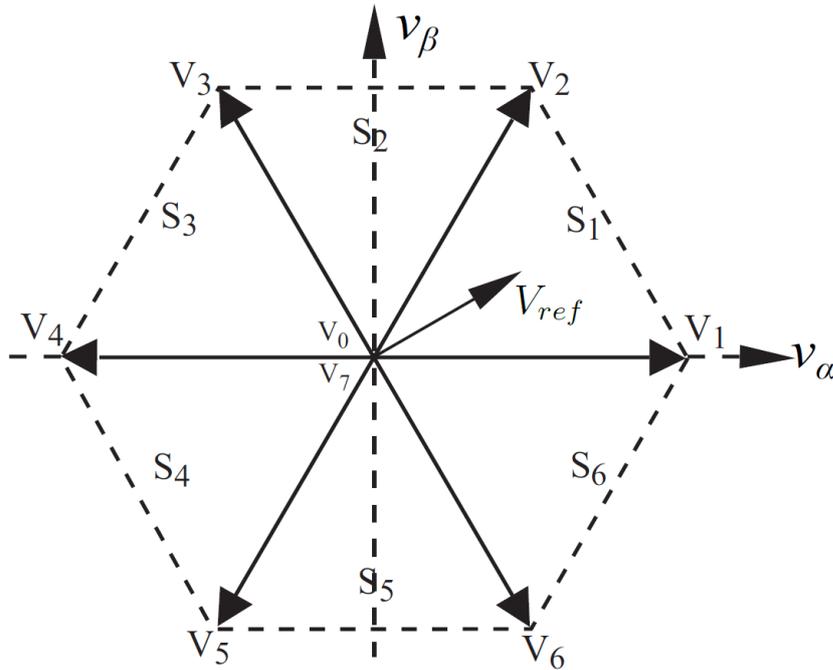


Figura 3.9: Vetores de estado e referência de tensão no plano $\alpha - \beta$

Tendo em mente que o vetor V_{ref} varia a cada amostragem do laço de controle do conversor, tanto em módulo quanto em ângulo, realizando um movimento de rotação no sentido anti horário sobre o plano $\alpha - \beta$ em função da frequência angular do sinal de referência de tensão, passa-se para a segunda etapa do processo da modulação SVPWM, que é determinar em qual setor o vetor V_{ref} está localizado, em cada instante de tempo.

Existem diferentes maneiras mencionadas na literatura para a identificação do setor, geralmente com base no ângulo do vetor V_{ref} . Uma delas é apresentada por Elbeji et al. (2017), a qual utiliza a Tabela 3.1, a Figura 3.9 e os valores de v_α e v_β para criar três coeficientes, quais sejam: A_0 , que representa o sinal de v_α ; A_1 , que representa o sinal de v_β ; e A_2 , que representa o sinal da razão $\frac{v_\beta}{v_\alpha}$. Os valores destes coeficientes são dados pelas seguintes regras:

$$\begin{cases} A_0 = 0, & \text{se } v_\alpha \leq 0 \\ A_0 = 1, & \text{se } v_\alpha > 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\begin{cases} A_1 = 0, & \text{se } v_\beta \leq 0 \\ A_1 = 1, & \text{se } v_\beta > 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

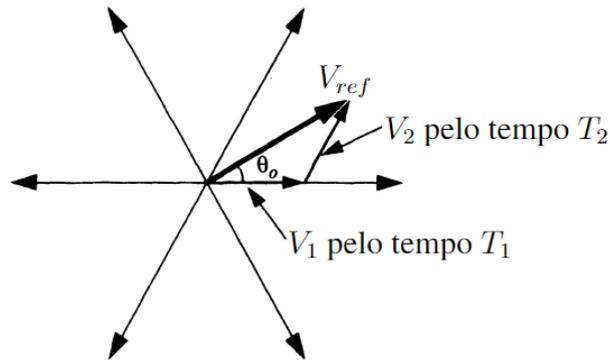
$$\begin{cases} A_2 = 0, & \text{se } \frac{v_\beta}{v_\alpha} < \sqrt{3} \\ A_2 = 1, & \text{se } \frac{v_\beta}{v_\alpha} \geq \sqrt{3} \end{cases} \quad (3.18)$$

A partir da combinação destes coeficientes é possível determinar o setor no qual se encontra o vetor V_{ref} , conforme a Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Determinação do setor de localização de V_{ref}

A_0	A_1	A_2	Setor
0	0	0	S_4
0	0	1	S_5
0	1	0	S_3
0	1	1	S_2
1	0	0	S_6
1	0	1	S_5
1	1	0	S_1
1	1	1	S_2

A partir da determinação do setor em que se encontra o vetor V_{ref} em um dado instante de tempo, ele pode ser sintetizado através da comutação entre os vetores de estado que delimitam a área do setor em questão. Para tal, a terceira etapa do processo de modulação SVPWM consiste no cálculo dos tempos a serem atribuídos a cada um destes vetores durante um período de amostragem T (Elbeji et al., 2017). A Figura 3.10 ilustra o caso em que V_{ref} está no setor S_1 , com suas projeções sobre os vetores V_1 e V_2 , que estão associadas aos intervalos de tempo T_1 e T_2 que cada um desses vetores deverá permanecer ativo, respectivamente.

**Figura 3.10:** Decomposição de V_{ref} para cálculo dos tempos T_1 e T_2

A soma dos tempos ativos para os dois vetores de estado não pode exceder, obviamente, a duração do período de amostragem, isto é, $T_1 + T_2 \leq T$, e o saldo para completar o intervalo do período é composto por qualquer combinação dos vetores nulos V_0 e V_7 . Então, para que a tensão média sintetizada pelo inversor em um período de amostragem T seja igual a V_{ref} , deve ser satisfeita a equação:

$$V_{ref}T = V_1T_1 + V_2T_2 + (V_0 \text{ ou } V_7)T_0 \quad (3.19)$$

em que T_0 é a duração de aplicação dos vetores V_0 ou V_7 . Assim, um período de amostragem, para o caso sob análise, será (Pinheiro, Botterón, Rech, Schuch, Camargo, Hey, Gründling & Pinheiro, 2005):

$$T = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3.20)$$

E os tempos de acionamento T_1 e T_2 podem ser calculados por:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} T \quad (3.21)$$

em que v_α e v_β são as componentes do vetor V_{ref} e M_1 é a matriz de decomposição associada ao setor 1, tal que:

$$M_1 = \begin{bmatrix} V_1 & V_2 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.22)$$

Até o presente momento, nenhuma justificativa foi identificada para selecionar uma combinação particular dos vetores V_0 e V_7 , embora intervalos iguais para eles sejam comuns. Assim, a duração do tempo de ativação destes vetores somados deve ser aquela que completa o período de amostragem, como já mencionado (Holmes & Lipo, 2003). Rearranjando a Equação 3.20, obtém-se a duração de T_0 :

$$T_0 = T - T_1 - T_2 \quad (3.23)$$

Este mesmo raciocínio pode ser replicado para calcular os tempos de ativação T_3, T_4, T_5 e T_6 , para os ciclos em que V_{ref} se encontra nos demais setores. Uma vez calculados os tempos de acionamento para cada um dos vetores de estado, a quarta e última etapa consiste na definição da sequência de comutação. Conforme visto anteriormente, a modulação SVPWM apresenta um grau de liberdade na escolha da distribuição dos vetores de estado dentro do período T , o que resulta em diferentes possíveis sequências de comutação (Pinheiro et al., 2005).

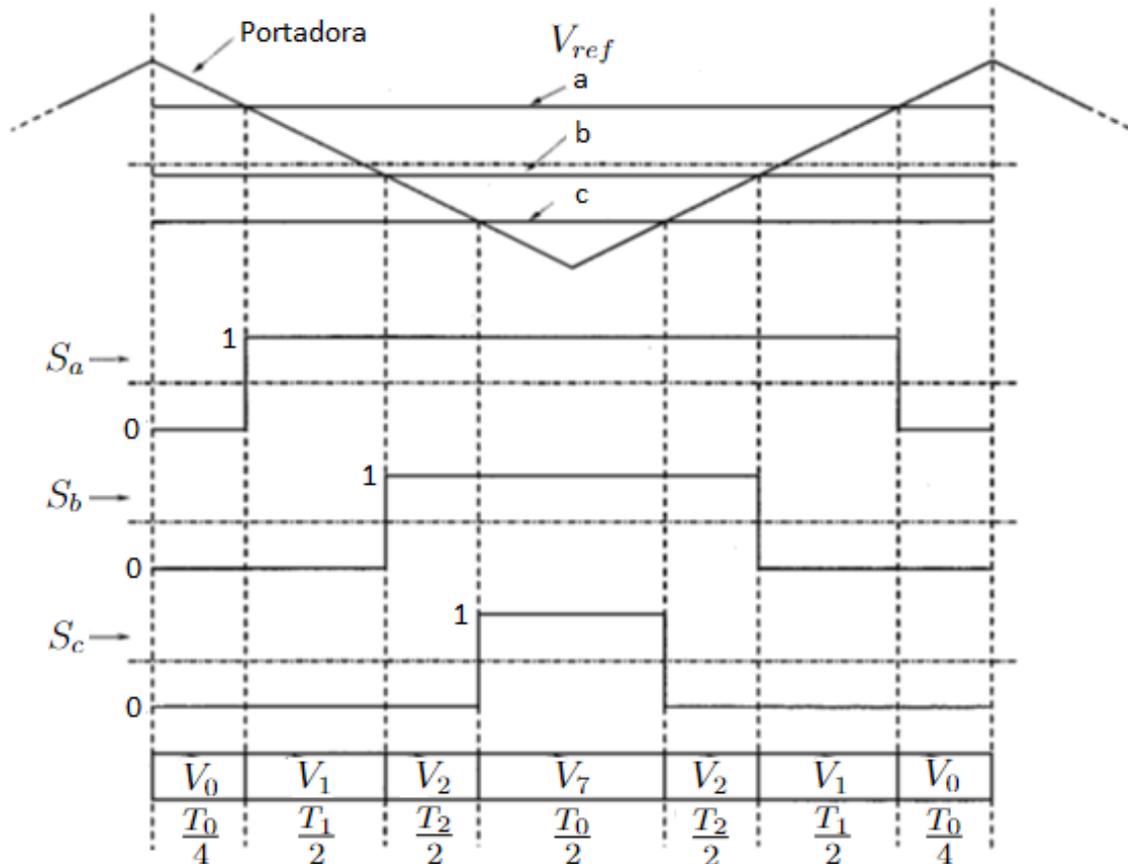
A primeira alternativa geralmente considerada é distribuir os vetores de estado de maneira simétrica ao longo do período de amostragem. Neste caso, os três braços do conversor comutam em alta frequência e, devido à simetria do padrão PWM gerado, obtém-se uma baixa THD nas tensões de saída. Entretanto, a fim de minimizar a frequência de comutação para cada chave estática e, então, reduzir as perdas por chaveamento, pode-se optar por assegurar que a transição de um estado para o próximo seja executada através da comutação de apenas um braço do conversor, diminuindo o número total de comutações (Elbeji et al., 2017). Estas duas sequências, chamadas de simétrica e de comutação reduzida, podem ser vistas na Tabela 3.3.

Tendo-se, agora, todas as variáveis definidas, é possível sintetizar a modulação SVPWM em uma representação gráfica. A Figura 3.11 demonstra as variações nos estados de comutação através da comparação dos valores de V_{ref} , amostrados para as fases a, b e c , com a portadora, para um período de amostragem T dentro do setor 1. Observa-se que a sequência de comutação adotada foi a simétrica, conforme a Tabela 3.3, e que a relação entre os estados dos braços do

Tabela 3.3: Sequências de comutação

Setor	Simétrica	Comutação Reduzida
1	$V_0 - V_1 - V_2 - V_7 - V_2 - V_1 - V_0$	$V_1 - V_2 - V_7 - V_2 - V_1$
2	$V_0 - V_3 - V_2 - V_7 - V_2 - V_3 - V_0$	$V_2 - V_3 - V_0 - V_3 - V_2$
3	$V_0 - V_3 - V_4 - V_7 - V_4 - V_3 - V_0$	$V_3 - V_4 - V_7 - V_4 - V_3$
4	$V_0 - V_5 - V_4 - V_7 - V_4 - V_5 - V_0$	$V_4 - V_5 - V_0 - V_5 - V_4$
5	$V_0 - V_5 - V_6 - V_7 - V_6 - V_5 - V_0$	$V_5 - V_6 - V_7 - V_6 - V_5$
6	$V_0 - V_1 - V_6 - V_7 - V_6 - V_1 - V_0$	$V_6 - V_1 - V_0 - V_1 - V_6$

conversor (S_a , S_b e S_c) e os vetores de estado V_n estão de acordo com a Tabela 3.1.

**Figura 3.11:** Síntese da modulação SVPWM para um período de amostragem

Há diversos trabalhos na literatura que têm abordado o uso do SVPWM. Em Elbeji et al. (2017) é apresentada uma comparação entre o SVPWM e o SPWM em um conversor de dois níveis, demonstrando que o SVPWM possibilita um índice de modulação maior, menos perdas por chaveamento e menores THDs. Já os autores em Deng et al. (2014) propuseram um método generalizado de SVPWM para conversores multinível com sequências de chaveamento e *duty cycles* ajustáveis, proporcionando maior controle sobre o sinal de saída. Mais recentemente, os autores em Rao et al. (2022) propuseram o uso de lógica fuzzy para otimizar os sinais de referência, no denominado *Fuzzy Space Vector PWM (FSV-PWM)*, demonstrando, através de

simulações, um melhor desempenho na qualidade da energia fornecida pelo conversor em um agrupamento de MRs, em termos de variação de tensão e de frequência, oscilações de potência ativa e reativa, e THD.

Em relação ao ganho no aproveitamento da tensão do barramento CC, a magnitude máxima da tensão de saída obtida com o uso do SVPWM é de $0,578V_{CC}$. Este resultado é o mesmo obtido com a modulação THIPWM e, novamente, representa um incremento de 15,5% em comparação ao SPWM. Conforme já demonstrado, estas técnicas promovem um ganho na utilização da tensão do barramento CC, que pode ser adicionado na Equação 3.8, reescrevendo-a como:

$$V_{c,máx} = M_{PWM} \frac{V_{CC,máx}}{\sqrt{2}} \quad (3.24)$$

em que M_{PWM} é o denominado coeficiente de modulação, o qual varia de acordo com a técnica PWM adotada.

3.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais serviços de suporte trazidos pela literatura, no contexto de MRs, com destaque para a importância do suporte de reativos, que pode ser prestado de maneira distribuída, combatendo o problema de forma local. Para analisar os limites de fornecimento de reativos dos conversores, foi abordada, na primeira seção, a curva de capacidade, com base nos limites de corrente máxima e tensão máxima de saída do conversor, demonstrando que este limite está atrelado ao nível de tensão do barramento CC.

Na segunda seção foram trazidas as implicações da elevação da tensão do barramento CC através de modificações na configuração do conversor CC/CC. Já nas seções seguintes, foram apresentadas as principais estratégias de modulação PWM abordadas na literatura, com foco em um melhor aproveitamento da tensão disponível no barramento CC, como alternativa para aumentar a margem de exploração de reativos dos conversores.

Nas seções seguintes, foram detalhadas as técnicas SPWM — que é a convencionalmente utilizada — THIPWM e SVPWM, demonstrando um ganho no aproveitamento da tensão CC das duas últimas em relação à primeira de 15,5%. Já ao final da quinta seção, este ganho foi introduzido aos cálculos para obtenção da curva de capacidade do conversor, agora considerando a influência da estratégia de modulação adotada.

A partir da Equação 3.24, nota-se que é possível alterar o limite da curva de capacidade imposto por $V_{c,máx}$ sem alterar o valor de $V_{CC,máx}$, isto é, sem precisar aumentar a tensão do barramento CC propriamente dita, mas sim melhorando o seu aproveitamento através da adoção de uma estratégia de PWM com um coeficiente de modulação M_{PWM} maior. Assim, pode-se

aumentar a margem de fornecimento de potência do conversor para explorar sua utilização no suporte de reativos sem realizar alterações físicas na topologia, mas apenas uma alteração no controle do conversor.

Capítulo 4

Simulações e Resultados

4.1 Modelo da Microrrede

Para que se pudessem realizar os estudos e simulações necessários para este trabalho, foi elaborada uma modelagem matemática na ferramenta Matlab/Simulink, baseada na topologia da MR laboratorial em implementação no campus da Universidade Estadual do Oeste do Paraná (Unioeste) em Foz do Iguaçu, com apoio da Itaipu Binacional através do convênio nº4500062234: "Implementação de um laboratório multiplataforma para avaliar estratégias de controle, operação e proteção em microrredes", mostrada na Figura 4.1.

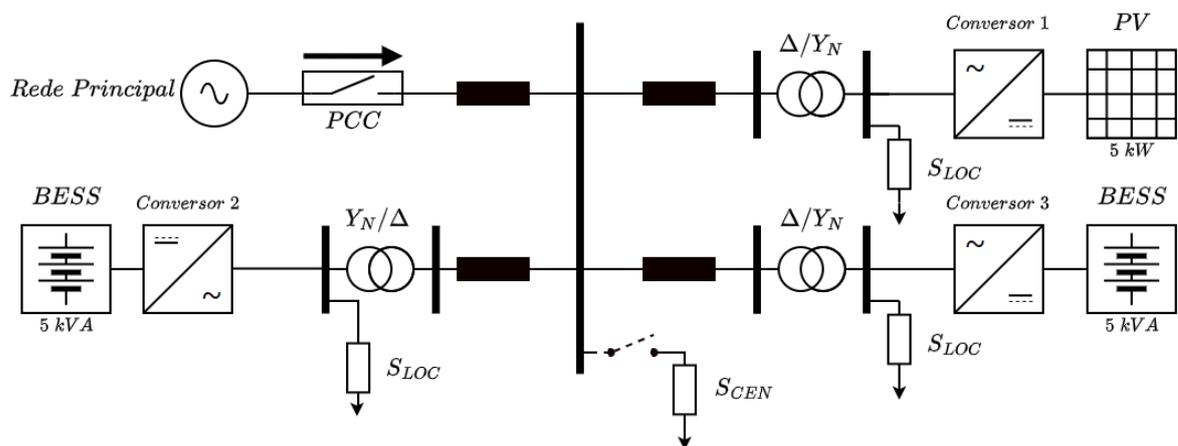


Figura 4.1: Topologia da MR modelada

Como pode ser visto, a MR é composta por três ramos com a mesma configuração — fonte primária, conversor CC/CA e carga local — conectados ao barramento principal da MR através de um transformador isolador. O barramento principal, por sua vez, possui uma carga centralizada da MR e pode ser conectado à rede principal através do PCC.

O que difere cada um dos ramos é a natureza da fonte primária. No caso do primeiro ramo, trata-se de uma fonte solar fotovoltaica de 5kW de potência ativa máxima, conforme mostra a Figura 4.1. Já para os outros dois, trata-se de um sistema de armazenamento de energia com

potência aparente nominal de $5kVA$.

O modelo de conversor CC/CA utilizado nas simulações deste estudo foi o de um VSC trifásico de dois níveis composto por seis transistores IGBT, sendo considerados os efeitos da comutação das chaves eletrônicas, conforme o modelo chaveado apresentado na Seção 2.2. O modelo chaveado descreve precisamente o comportamento dinâmico do conversor, considerando inclusive as componentes de alta frequência oriundas do processo de chaveamento, bem como pequenos transientes.

Os conversores modelados têm potência aparente nominal de $10kVA$, tensão de saída nominal de linha de $220V$ e frequência de chaveamento de $12kHz$. O filtro CA de saída dos conversores é um LCL, composto por uma indutância de $2mH$ no lado do conversor, um capacitor de $10\mu F$ em derivação e um indutor de $1mH$ no lado da carga. Os transformadores tem relação de transformação 1:1, potência aparente nominal de $5kVA$ e reatância percentual de 5%.

As cargas locais S_{LOC} , vistas ainda na Figura 4.1, são todas iguais, de $4kW$ de potência ativa e $1,5kvar$ de potência reativa. Já a carga centralizada S_{CEN} é composta por blocos de cargas que podem totalizar $10kW$ de potência ativa e $3kvar$ de potência reativa. Todas as cargas foram modeladas como de impedância constante, portanto poderão ser observadas variações nos valores de potência nos cenários simulados em função de variações da tensão aplicada às cargas. Por fim, a tensão nominal de linha da rede principal é $220V$.

A partir da MR modelada, foram simulados diferentes cenários de operação, a fim de observar o comportamento das grandezas elétricas para cada uma das estratégias de PWM estudadas. Para todos os cenários considerados, o período de simulação foi de três segundos, iniciando com a MR conectada à rede principal, com os três ramos da MR conectados ao barramento principal, as cargas locais ligadas e sem nenhuma carga centralizada. A linha do tempo para o intervalo de simulação está traçada na Figura 4.2.

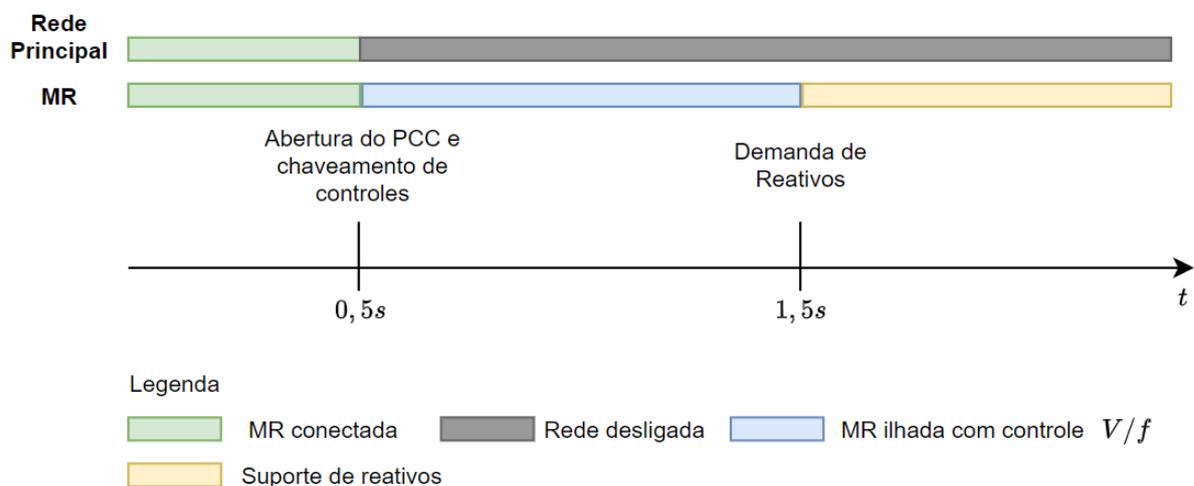


Figura 4.2: Linha do tempo para o intervalo de simulação

No instante inicial, todos os conversores estão operando no modo *grid-feeding*, com a frequência e a tensão da MR sendo controladas pela rede principal, e configurados para fornecer a máxima potência ativa — $5kW$ — e zero de potência reativa. Esta condição não usual foi adotada considerando a entrada em operação das baterias antes da ocorrência de um ilhamento intencional, ainda com a MR em modo conectado, com a finalidade de demonstrar o problema estudado. Assim, a MR está suprindo sua própria demanda de potência ativa e exportando o excedente — aproximadamente $3kW$.

Após 0,5 segundos, ocorre o evento de ilhamento da MR, diante do qual o modo de operação dos conversores 2 e 3 é instantaneamente alterado para *grid-supporting*, passando a controlar a frequência e a tensão da MR, enquanto que o conversor 1 permanece operando no modo *grid-feeding* com as mesmas referências de potências ativa e reativa. Já aos 1,5 segundos ocorre a conexão de um bloco de carga centralizada de $1,5kvar$ ao barramento da MR, com o intuito de representar uma demanda por suporte de reativos.

4.2 Cenário 1 - Conversores operando com SPWM com 500V no barramento CC

Para o primeiro cenário simulado, todos os conversores estavam operando com o SPWM e com uma tensão de $500V$ no barramento CC. É possível observar, na Figura 4.3, que a frequência se mantém estável em $60Hz$ até a ocorrência do ilhamento, quando há uma oscilação e em seguida estabilização em torno de $60,5Hz$. A entrada da carga reativa causa uma nova oscilação e volta a estabilizar em torno dos $60,5Hz$.

Cabe destacar que até o tempo simulado não há atuação do controle secundário, que corrigiria o desvio de frequência causado pelo *droop* dos conversores. Como o controle secundário não é o foco deste trabalho, considerou-se que uma simulação com horizonte de tempo maior não seria necessária.

Em relação à tensão, pode-se observar na Figura 4.4 um valor muito próximo aos $220V$ nominais estabelecidos pela rede principal, até a ocorrência do ilhamento aos 0,5 segundos. Após isso, ela estabiliza novamente, com uma pequena oscilação na entrada da carga reativa aos 1,5 segundos. As tensões, então, voltam a estabilizar em $217V$ na saída dos conversores 2 e 3 e em torno de $212V$ na saída do conversor 1. A THD da tensão, medida na saída dos conversores, ficou em torno de $1,6\%$.

Para este cenário operativo, os conversores estão em uma condição "confortável", do ponto de vista de tensão no barramento CC, o que pode ser verificado ao observar o índice de modulação na Figura 4.5. Nota-se que os conversores operam durante todo o tempo, salvo durante as oscilações no ilhamento, dentro da faixa de modulação linear, com m na faixa de $0,75$ a $0,8$.

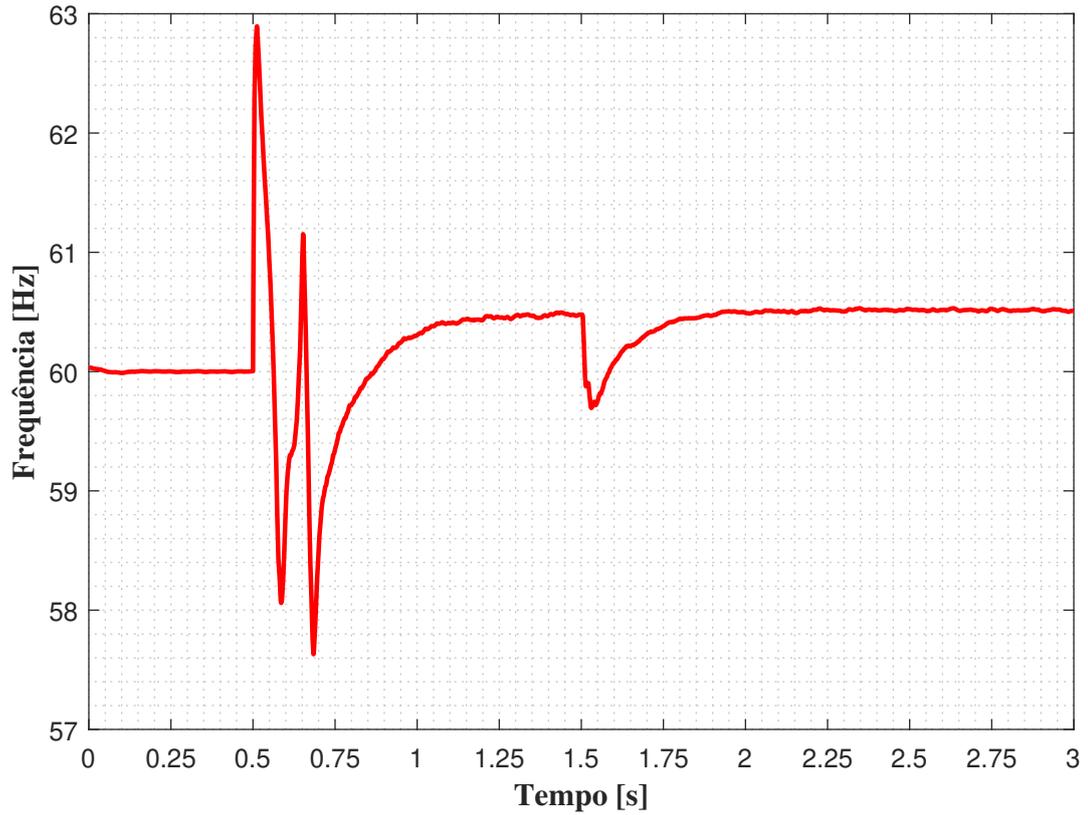


Figura 4.3: Frequência da MR para o cenário 1

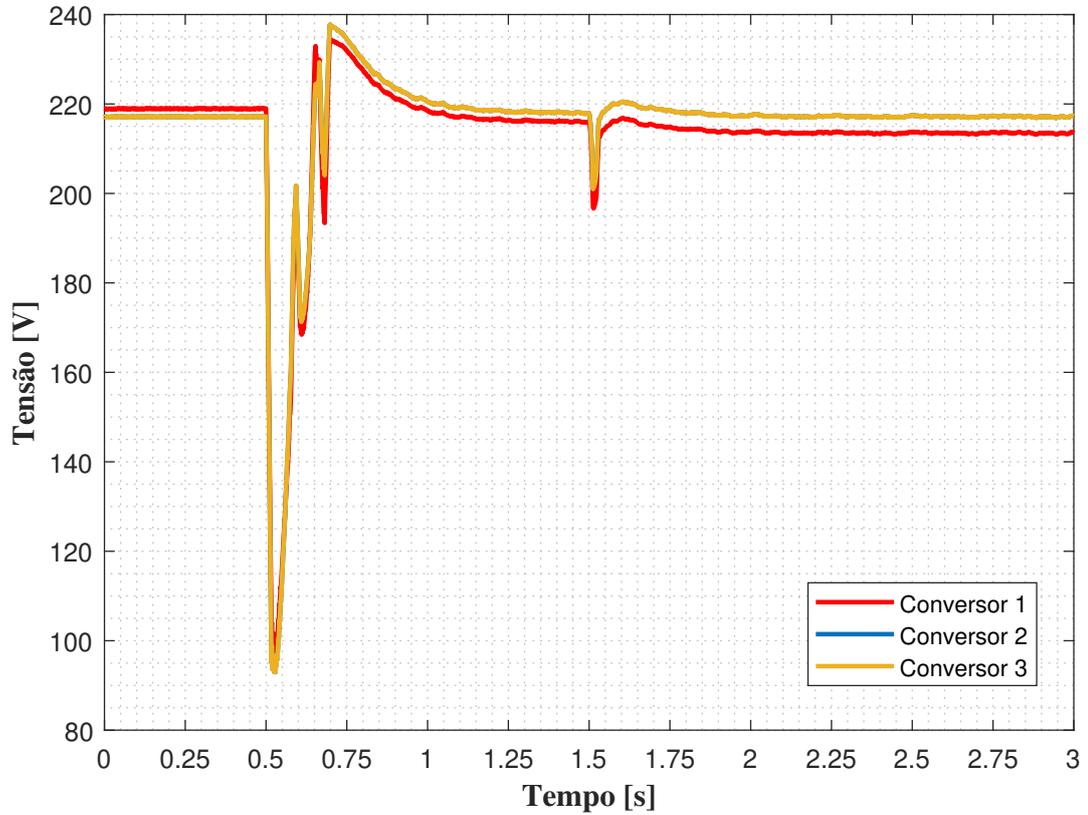


Figura 4.4: Tensões dos conversores para o cenário 1

No que diz respeito à potência ativa, observa-se na Figura 4.6 que os três conversores

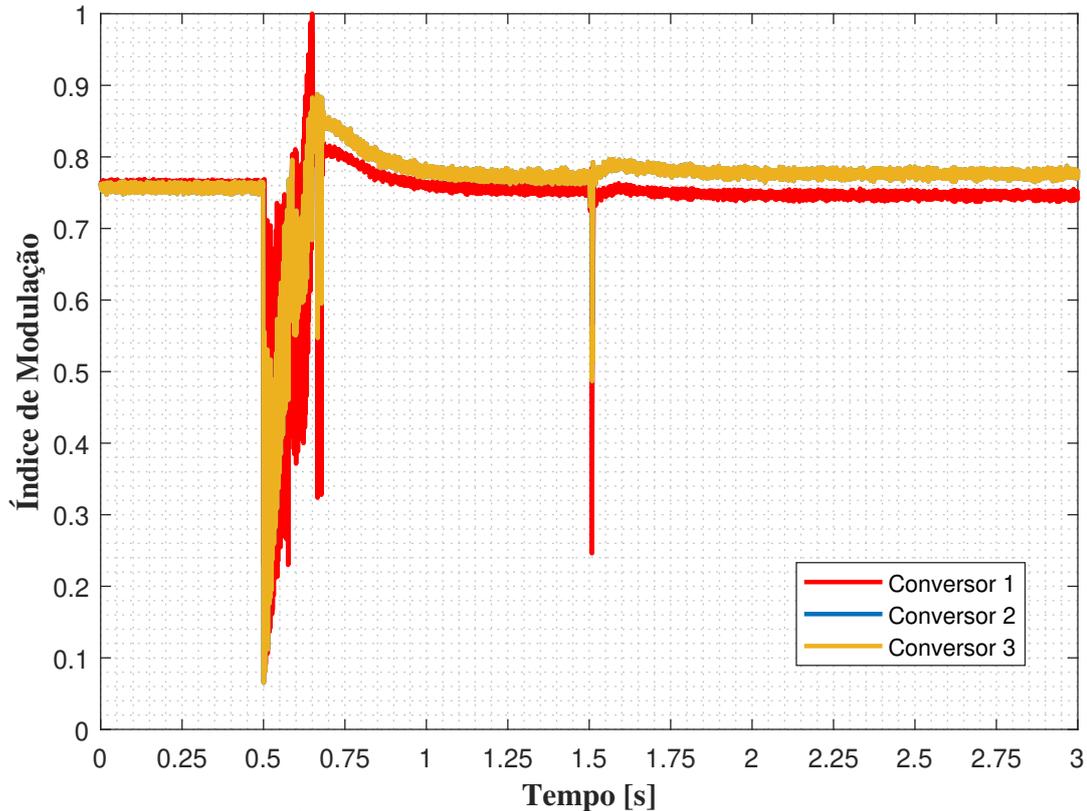


Figura 4.5: Índice de modulação dos conversores para o cenário 1

iniciam fornecendo $5kW$, conforme a referência de controle. Após a oscilação gerada pelo ilhamento aos 0,5 segundos, a potência do conversor 1 volta a estabilizar em $5kW$, conforme esperado visto que este se mantém no modo *grid-feeding*. Já a potência ativa dos conversores 2 e 3 reduz para o patamar de $3,4kW$, assumindo o restante da demanda das cargas da MR.

Cabe destacar que a entrada de carga aos 1,5 segundos causa uma pequena oscilação, mas não altera o valor de potência ativa dos conversores, que estabiliza novamente em torno de $3,3kW$, pois se trata de um bloco de carga puramente reativa. Quanto à potência reativa, nota-se na Figura 4.7 que ela inicia em zero para todos os conversores, conforme referência de controle para a MR conectada. O evento de ilhamento causa uma oscilação aos 0,5 segundos e a potência reativa do conversor 1 volta a zero, conforme esperado já que sua fonte primária não tem capacidade de fornecimento de reativos. A demanda de potência reativa da MR é então assumida pelos conversores 2 e 3, compartilhada igualmente entre os dois, assim como a entrada da carga reativa aos 1,5 segundos.

A condição de operação do Conversor 2 ao final deste cenário, do ponto de vista dos limites de fornecimento de potência ativa e reativa, pode ser representada graficamente através de sua curva de capacidade, conforme demonstrado na Figura 4.8. Conforme exposto na Seção 3.1 do Capítulo 3, observam-se os limites devido à corrente máxima do conversor, em preto, e à tensão máxima de saída, em vermelho. O ponto de operação ao final do tempo de simulação deste cenário está representado pelo asterisco na cor azul, sinalizando que o conversor opera com uma considerável margem para os limites de potência.

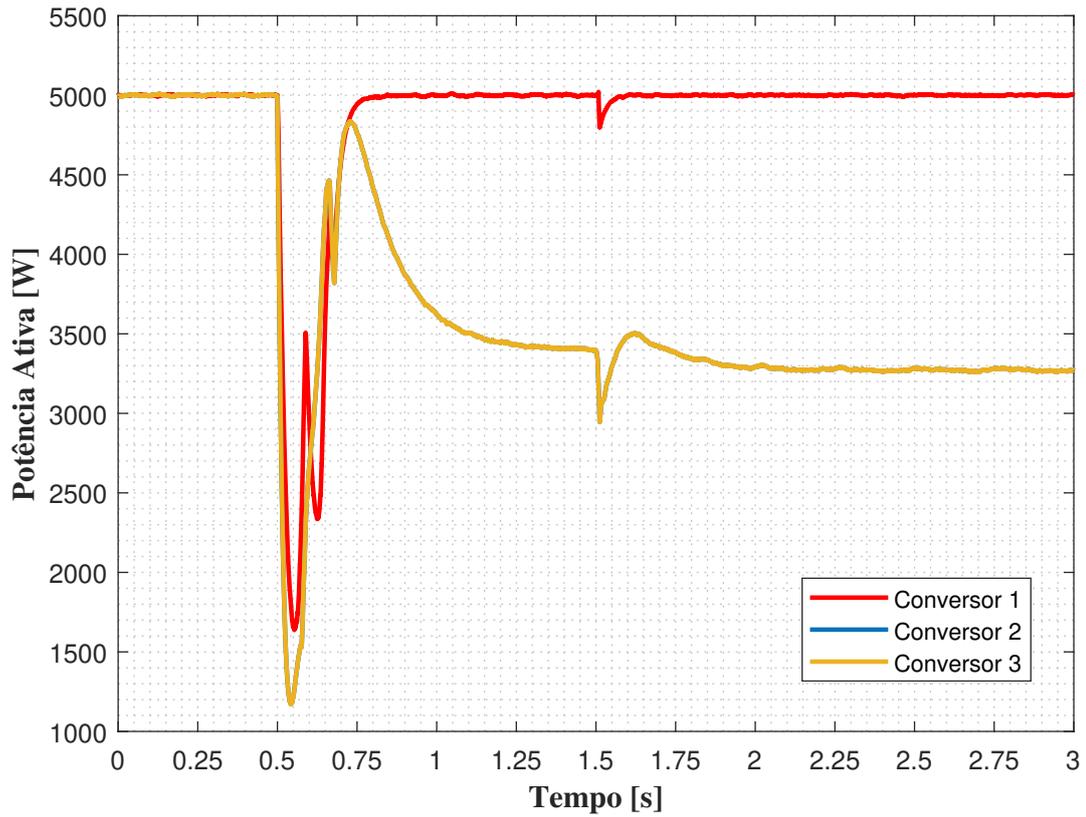


Figura 4.6: Potências ativas dos conversores para o cenário 1

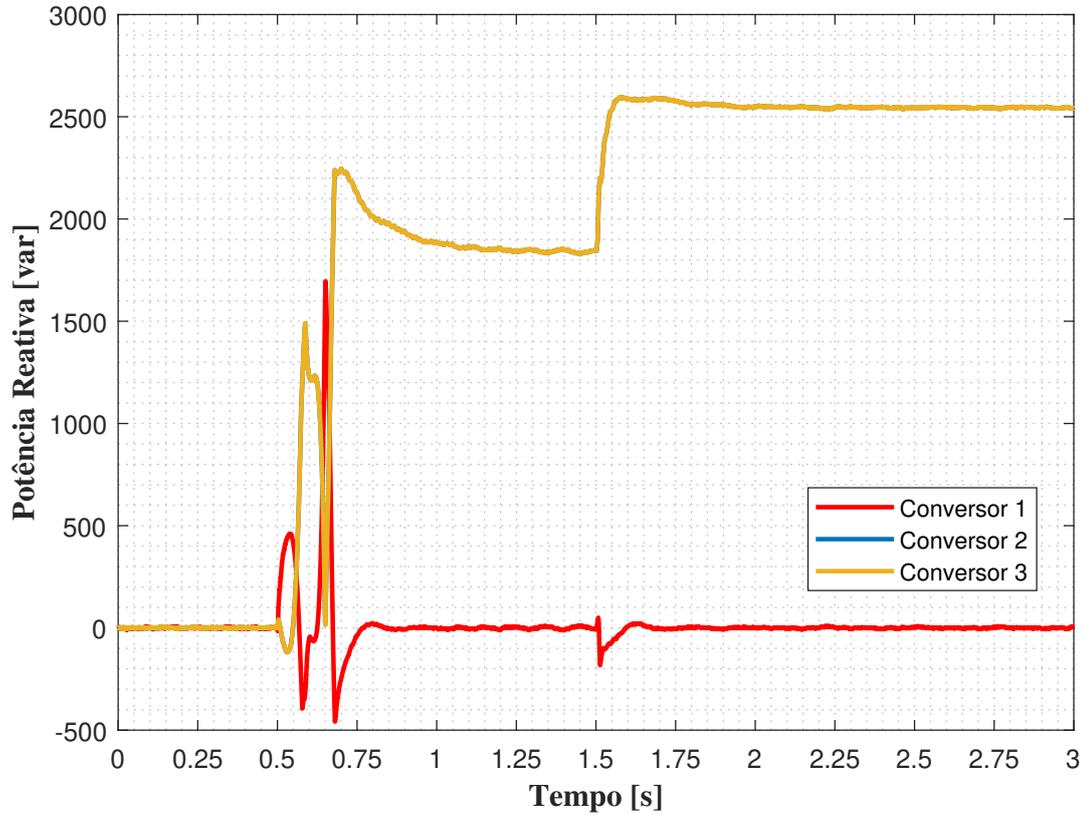


Figura 4.7: Potências reativas dos conversores para o cenário 1

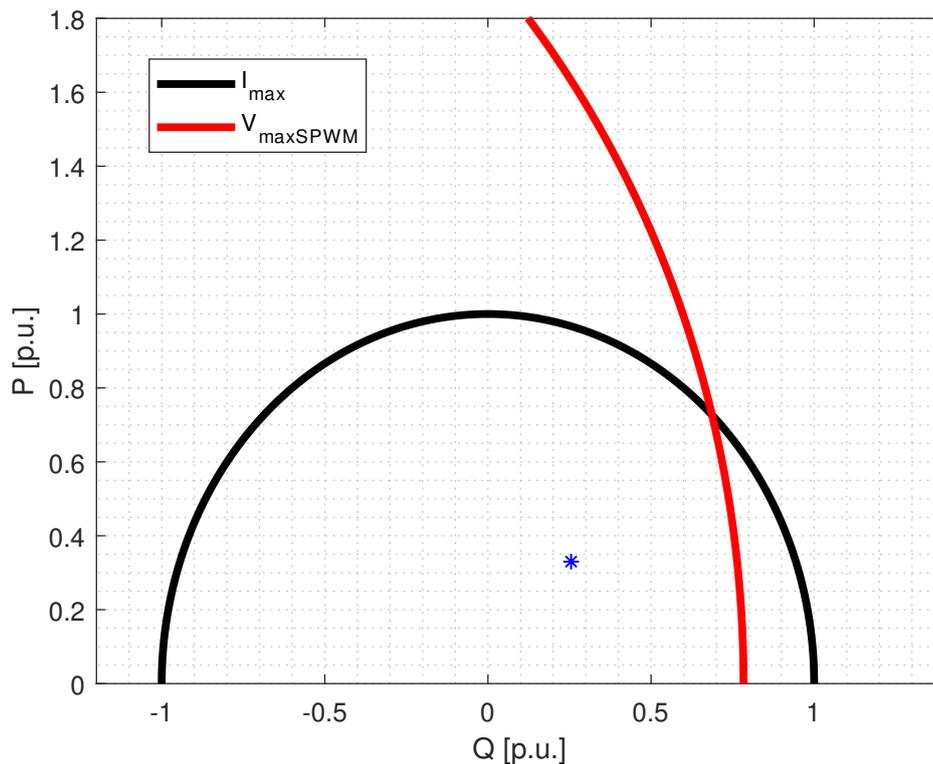


Figura 4.8: Curva de capacidade do Conversor 2 para o Cenário 1

4.3 Cenário 2 - Conversores operando com SPWM com 385V no barramento CC

Para o segundo cenário, todos os conversores permaneceram operando com o SPWM, mas agora com uma tensão de 385V no barramento CC. Este valor foi escolhido por ser o mínimo necessário para sintetizar uma senoide com $127V_{RMS}$ na saída dos conversores, considerando a modulação SPWM. Assim, pode-se verificar o comportamento na condição teórica limítrofe para a ocorrência de uma sobremodulação. É possível observar, na Figura 4.9, que a frequência se mantém em $60Hz$ até a ocorrência do ilhamento, quando há uma oscilação e em seguida estabilização em torno de $60,5Hz$. A entrada da carga reativa causa uma nova oscilação e volta a estabilizar em torno dos $60,5Hz$.

Com relação à tensão, pode-se observar na Figura 4.10 um valor em torno de 218V na saída dos conversores, ainda com a MR conectada à rede principal. Após a ocorrência do ilhamento aos 0,5 segundos, ela oscila e estabiliza um pouco abaixo, com uma nova queda na entrada da carga reativa aos 1,5 segundos, atingindo um valor de 215V na saída dos conversores 2 e 3 e 210V na saída do conversor 1. Isso representa uma redução em relação aos valores obtidos no cenário 1 e também em relação ao valor nominal de tensão da MR. Além disso, a THD da tensão sofreu um ligeiro acréscimo, ficando em torno de 2%, sinalizando um aumento de componentes harmônicas oriundas da ocorrência de sobremodulação.

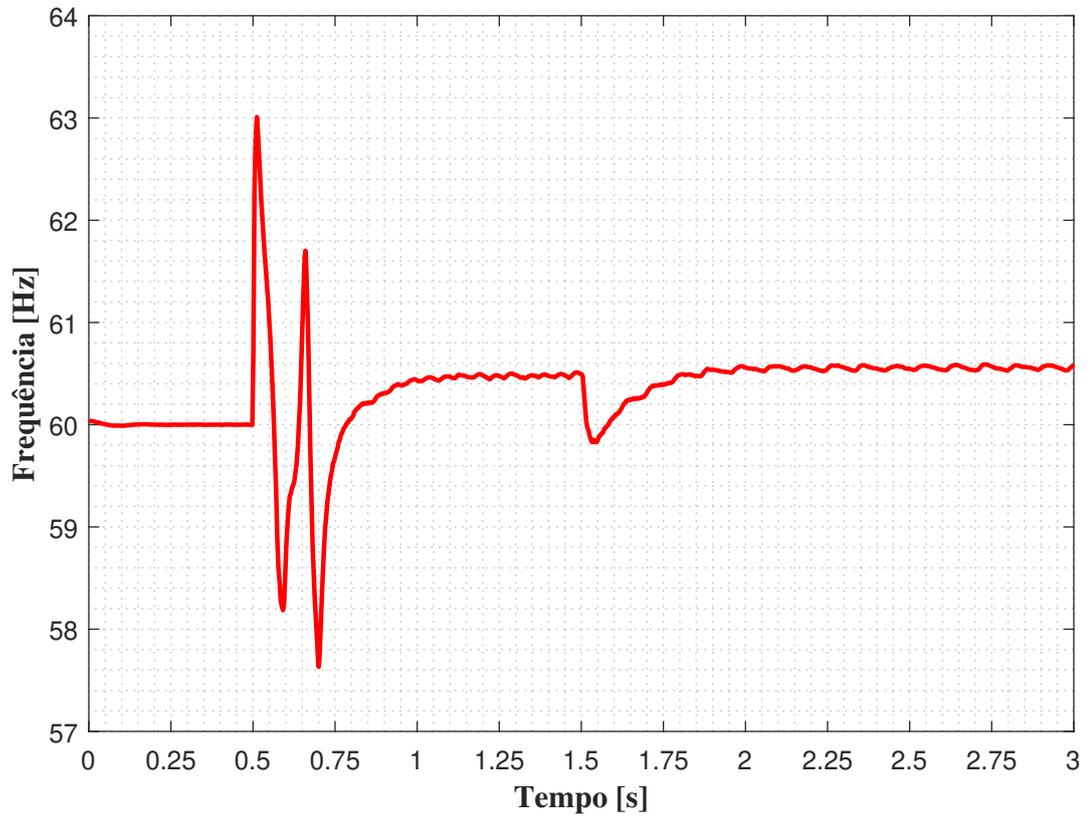


Figura 4.9: Frequência da MR para o cenário 2

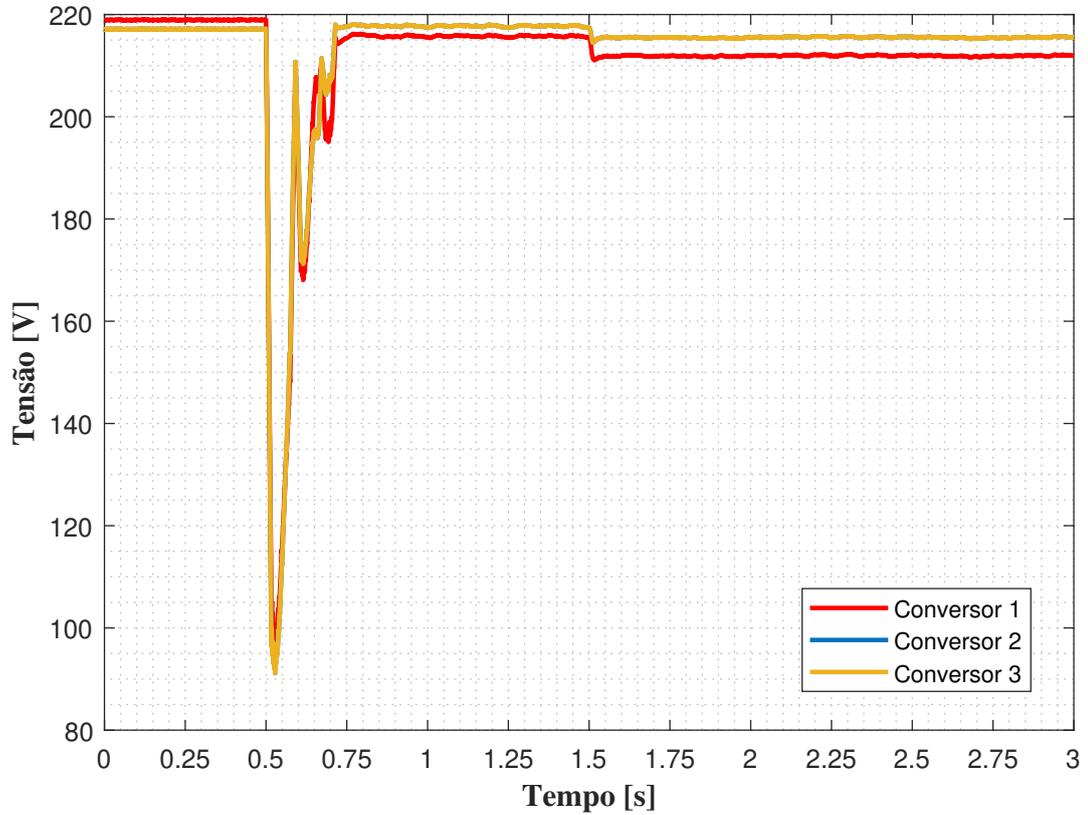


Figura 4.10: Tensões dos conversores para o cenário 2

Para este cenário operativo, percebe-se que os conversores já não operam com tanta folga

quanto no cenário anterior, do ponto de vista de tensão no barramento CC, o que pode ser verificado ao observar o índice de modulação na Figura 4.11. Nota-se que os conversores iniciam operando já muito próximos ao limite da faixa de modulação linear. Após a ocorrência do ilhamento, o índice de modulação do Conversor 1 sofre uma ligeira redução, ao patamar de 0,96, enquanto que o dos conversores 2 e 3 saturam.

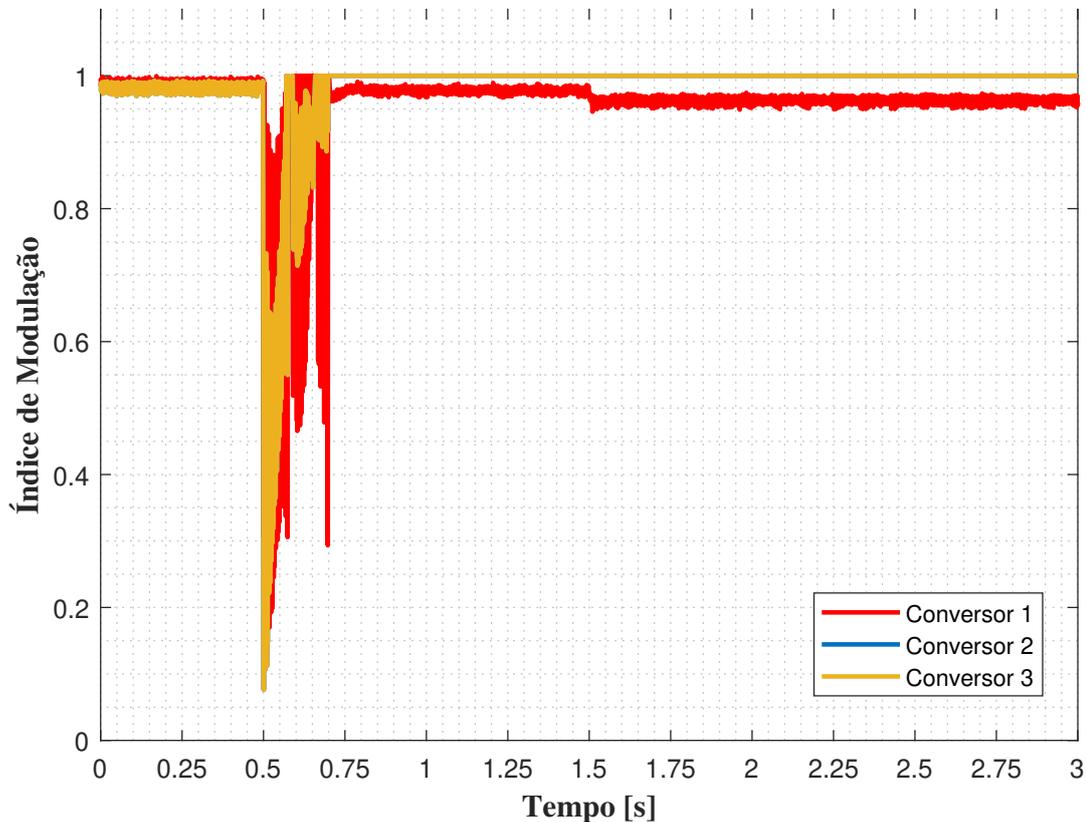


Figura 4.11: Índice de modulação dos conversores para o cenário 2

O efeito desta saturação, principalmente após a demanda por suporte de reativos aos 1,5 segundos, é percebido no fornecimento de potência ativa, mostrado Figura 4.12. Pode-se observar que os três conversores iniciam entregando os $5kW$ estabelecidos como referência pelo controle. Após a oscilação gerada pelo ilhamento aos 0,5 segundos, a potência do conversor 1 estabiliza novamente em $5kW$, que é o valor alvo. Já a potência ativa dos conversores 2 e 3 reduz para o patamar de $3,4kW$, assumindo o restante da demanda das cargas da MR. Com a entrada da carga reativa aos 1,5 segundos, a potência fornecida pelos conversores 2 e 3 sofre nova redução para cerca de $3,1kW$, valor abaixo do observado no Cenário 1. Esta é uma sinalização de que a saturação do índice de modulação, quando da demanda pelo suporte de reativos, causa o comprometimento da capacidade de fornecimento de potência ativa por parte dos conversores.

Quanto à potência reativa, nota-se na Figura 4.13 que ela inicia em zero para todos os conversores, conforme referência de controle para a MR conectada. O evento de ilhamento causa uma oscilação aos 0,5 segundos e a potência reativa do conversor 1 volta a zero, conforme esperado já que ele permanece operando no modo *grid-feeding*. A demanda de potência reativa

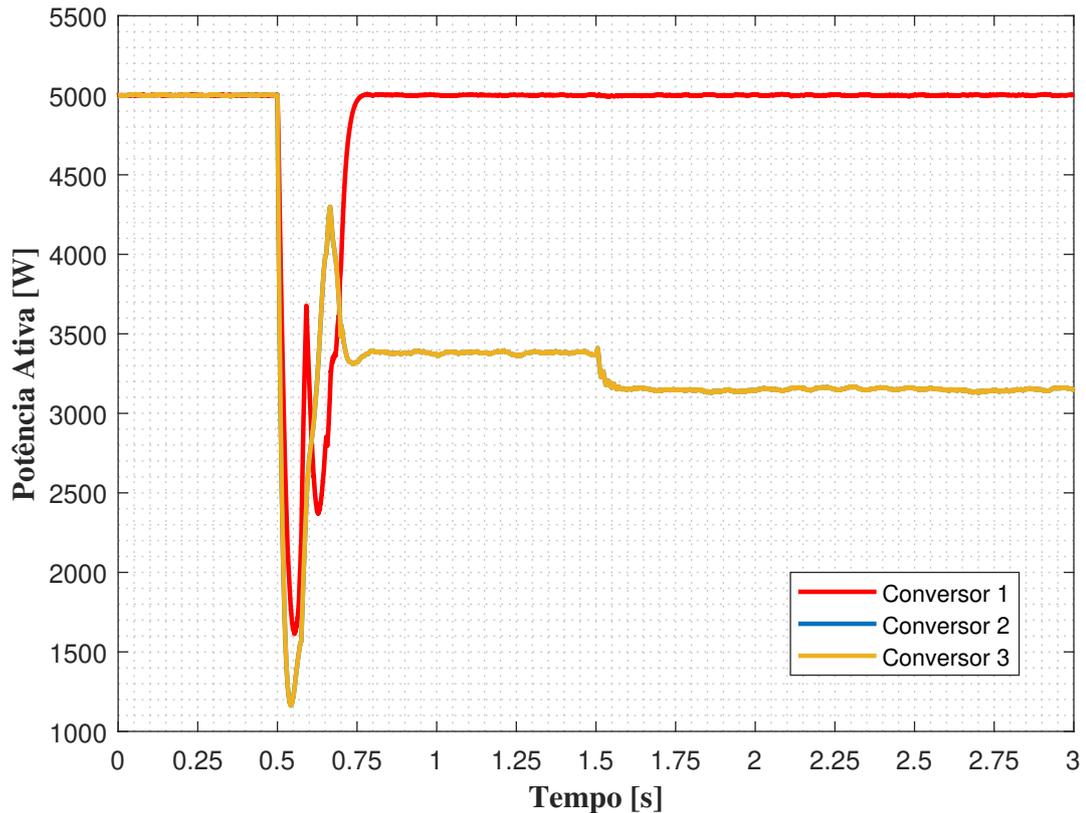


Figura 4.12: Potências ativas dos conversores para o cenário 2

da MR é então assumida pelos conversores 2 e 3, compartilhada igualmente entre os dois, assim como a entrada da carga reativa aos 1,5 segundos. Entretanto, percebe-se que o fornecimento de reativos é menor do que no cenário 1, sinalizando um esgotamento da margem de potência reativa dos conversores 2 e 3.

A condição de operação do Conversor 2 ao final deste cenário, do ponto de vista dos limites de fornecimento de potência ativa e reativa, pode ser representada graficamente através de sua curva de capacidade, conforme demonstrado na Figura 4.14. Observam-se os limites devido à corrente máxima do conversor, em preto, e à tensão máxima de saída, em vermelho. O ponto de operação, representado pelo asterisco na cor azul, está junto ao semicírculo vermelho, indicando que o conversor opera no limite de sua capacidade de fornecimento de potência reativa.

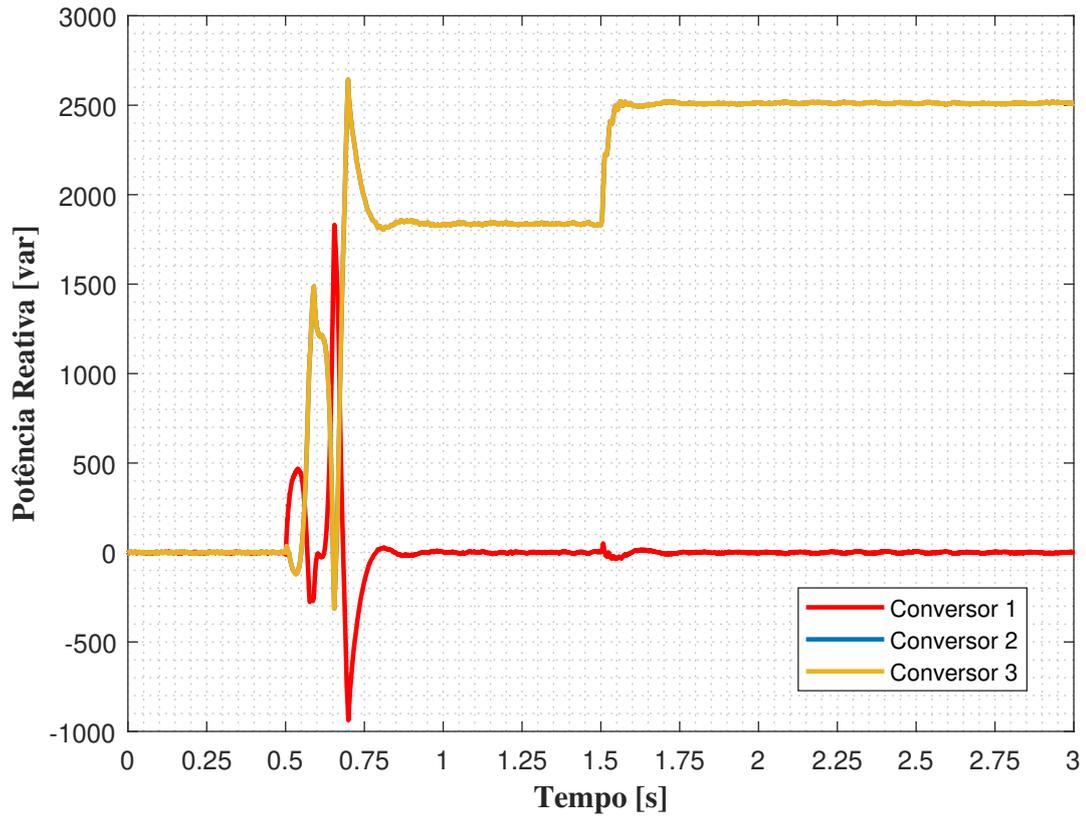


Figura 4.13: Potências reativas dos conversores para o cenário 2

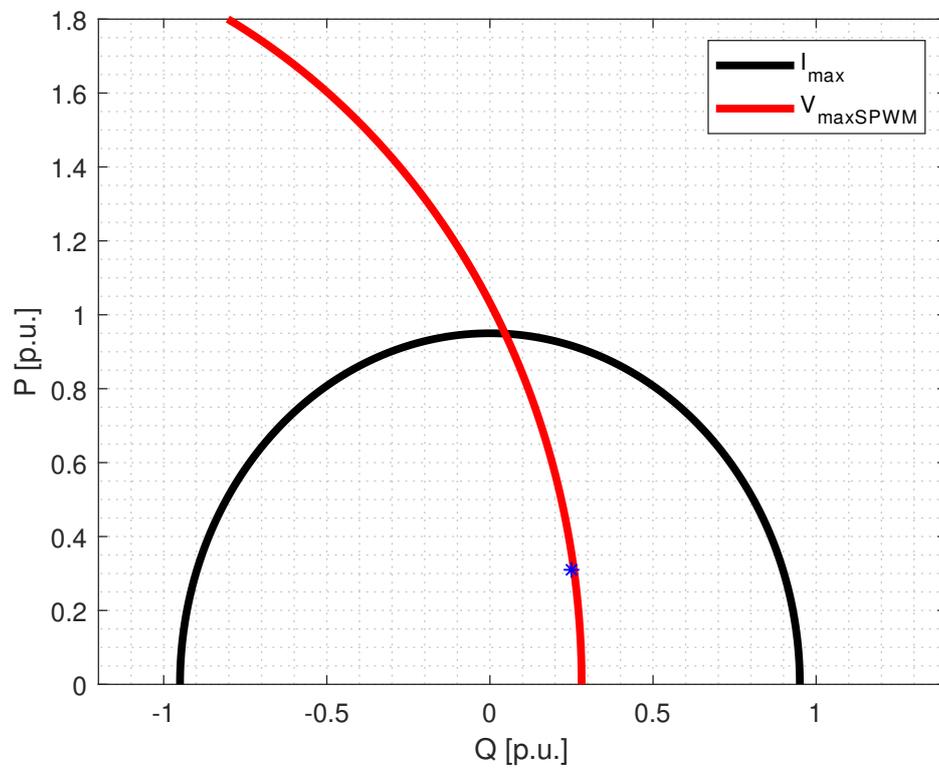


Figura 4.14: Curva de capacidade do Conversor 2 para o Cenário 2

4.4 Cenário 3 - Conversores operando com THIPWM com 385V no barramento CC

Para o terceiro cenário simulado, foi mantida a tensão do barramento CC em 385V e todos os conversores passaram a operar com o THIPWM, a fim de realizar uma comparação em relação ao cenário anterior, em que os conversores estavam em uma condição limítrofe para a sobremodulação. É possível observar, na Figura 4.15, que a frequência se mantém em 60Hz até a ocorrência do ilhamento, quando há uma oscilação após a qual ela estabiliza em torno dos 60,3Hz. A entrada do bloco de carga reativa aos 1,5 segundos provoca uma nova oscilação com posterior estabilização ainda em 60,3Hz.

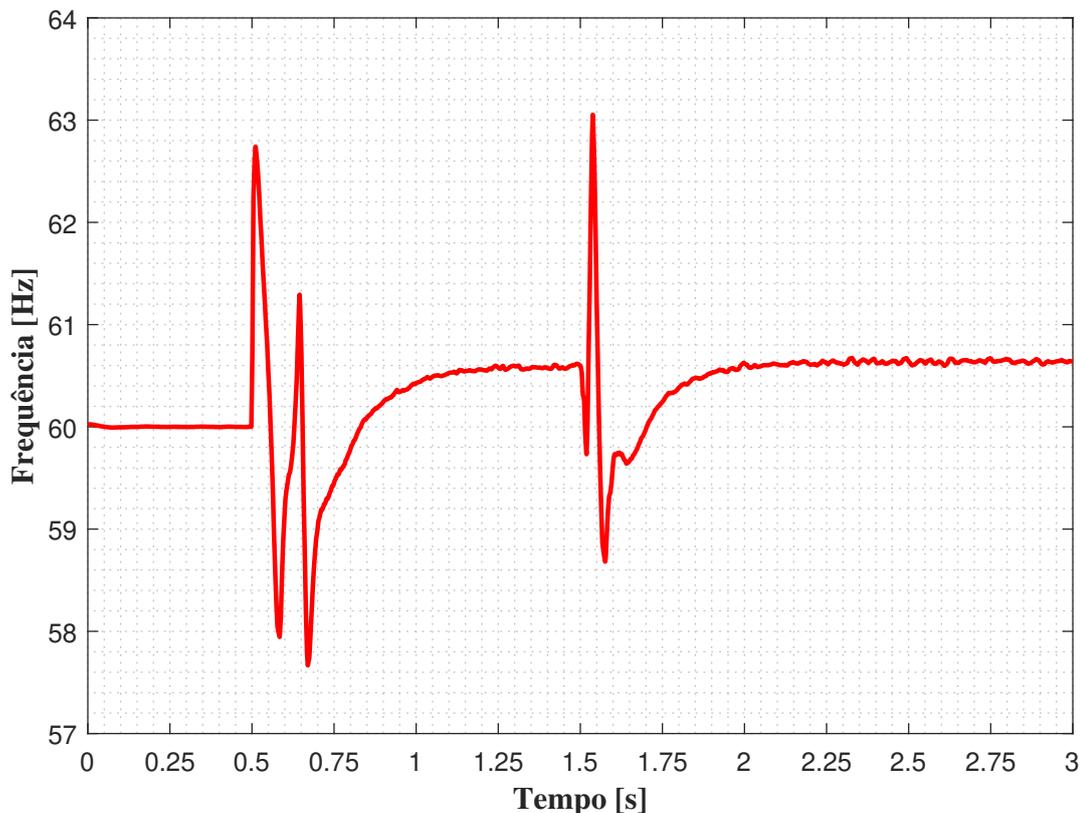


Figura 4.15: Frequência da MR para o cenário 3

Com relação à tensão, pode-se observar na Figura 4.16 um valor próximo aos 220V na saída dos conversores, ainda com a MR conectada à rede principal. Após a ocorrência do ilhamento aos 0,5 segundos, ela oscila e estabiliza ligeiramente abaixo, com uma nova oscilação na entrada da carga reativa aos 1,5 segundos, atingindo um valor de 217V na saída dos conversores 2 e 3 e 213V na saída do conversor 1. A THD da tensão ficou em torno de 1,3%.

Para este cenário operativo, percebe-se que os conversores operam o tempo todo dentro da faixa de modulação linear, como pode ser verificado ao observar o índice de modulação na Figura 4.17. Nota-se que durante o ilhamento, aos 0,5 segundos, há uma oscilação que causa saturação mas que rapidamente retornam ao patamar de 0,87. A demanda por reativos aos 1,5

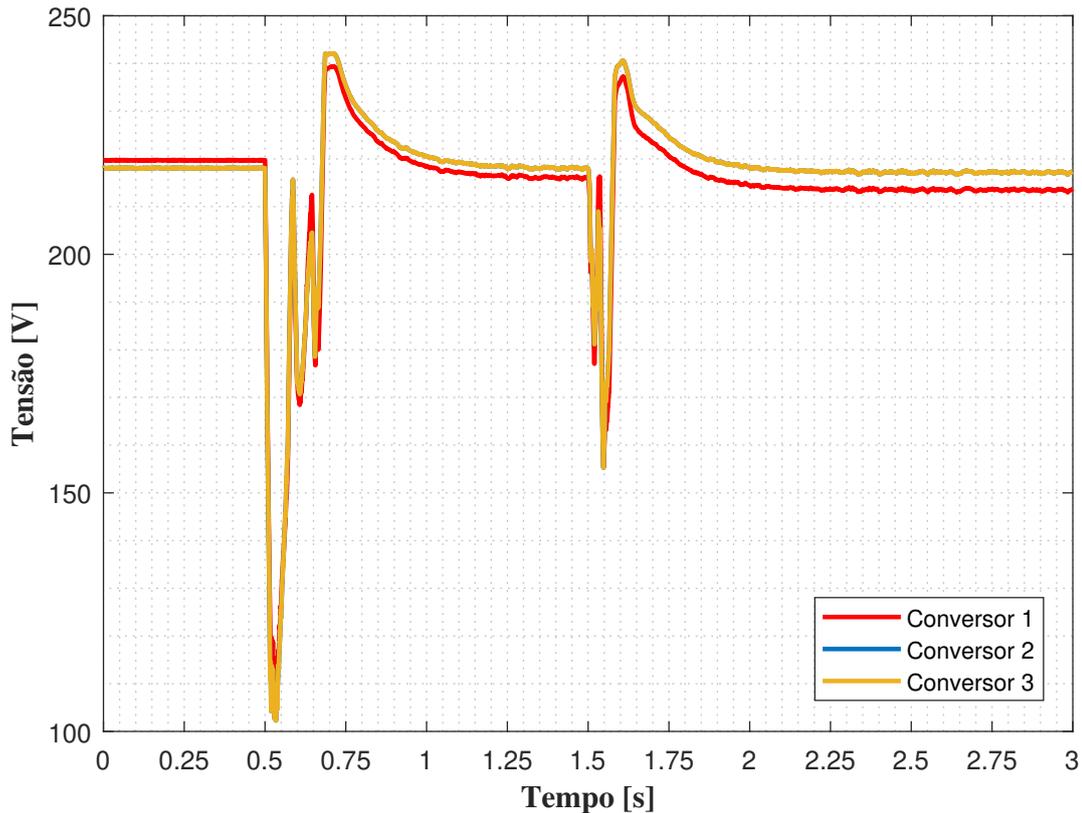


Figura 4.16: Tensões dos conversores para o cenário 3

segundos é atendida com um aumento do índice de modulação dos conversores 2 e 3, diferente do observado no Cenário 2, no qual eles atingiam o limite de saturação.

No que diz respeito à potência ativa, observa-se na Figura 4.18 que os três conversores iniciam com $5kW$, que é a referência de controle. Após a oscilação gerada pelo ilhamento aos 0,5 segundos, a potência do conversor 1 estabiliza novamente em $5kW$. Já a potência ativa dos conversores 2 e 3 reduz para o patamar de $3,4kW$, assumindo o restante da demanda das cargas da MR.

Cabe destacar que a entrada de carga aos 1,5 segundos causa uma nova oscilação na potência ativa dos conversores 2 e 3, que estabiliza novamente em $3,3kW$, valor muito próximo ao observado no Cenário 1, indicando que o fornecimento de potência ativa não foi comprometido. Quanto à potência reativa, nota-se na Figura 4.19 que ela inicia em zero para todos os conversores, conforme referência de controle para a MR conectada. O evento de ilhamento causa uma oscilação aos 0,5 segundos e a potência reativa do conversor 1 volta a zero, conforme esperado já que ele permanece operando no modo *grid-feeding*. A demanda de potência reativa da MR é então assumida pelos conversores 2 e 3, compartilhada igualmente entre os dois, assim como a entrada da carga reativa aos 1,5 segundos.

A condição de operação do Conversor 2 ao final deste cenário, do ponto de vista dos limites de fornecimento de potência ativa e reativa, pode ser representada graficamente através de sua curva de capacidade, conforme demonstrado na Figura 4.20. Observam-se os limites devido à corrente máxima do conversor, em preto, e à tensão máxima de saída, em verde. O

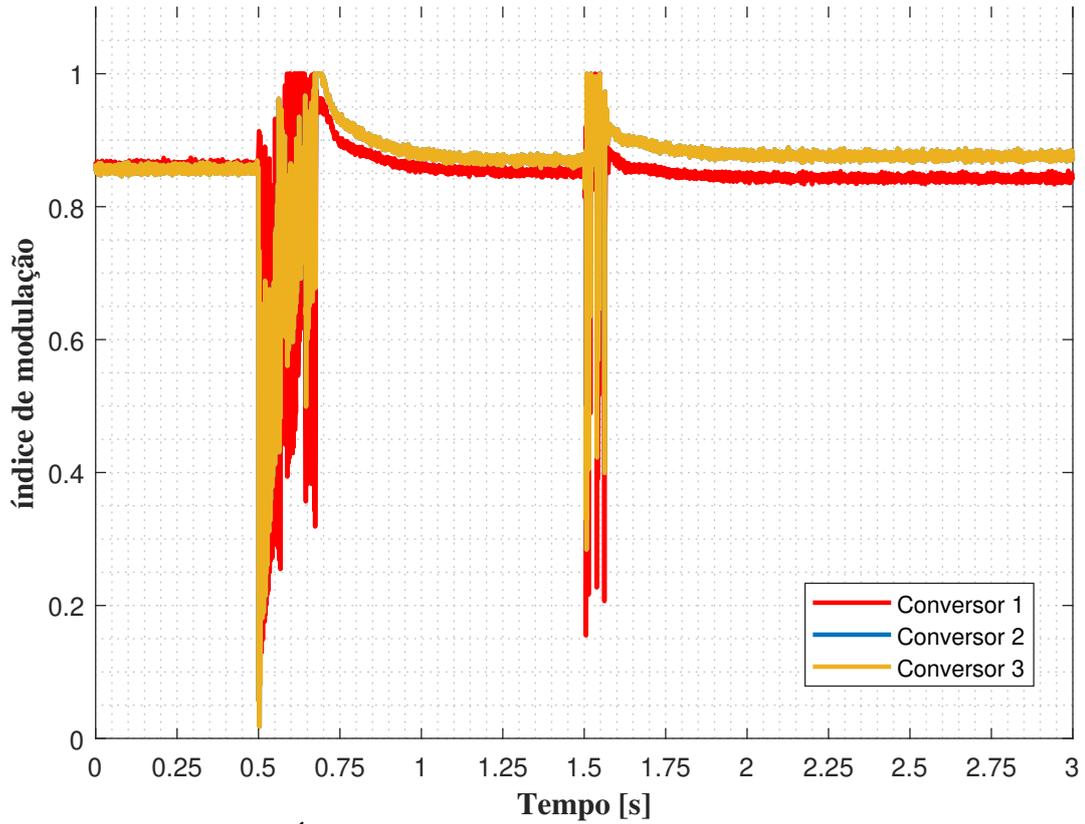


Figura 4.17: Índice de modulação dos conversores para o cenário 3

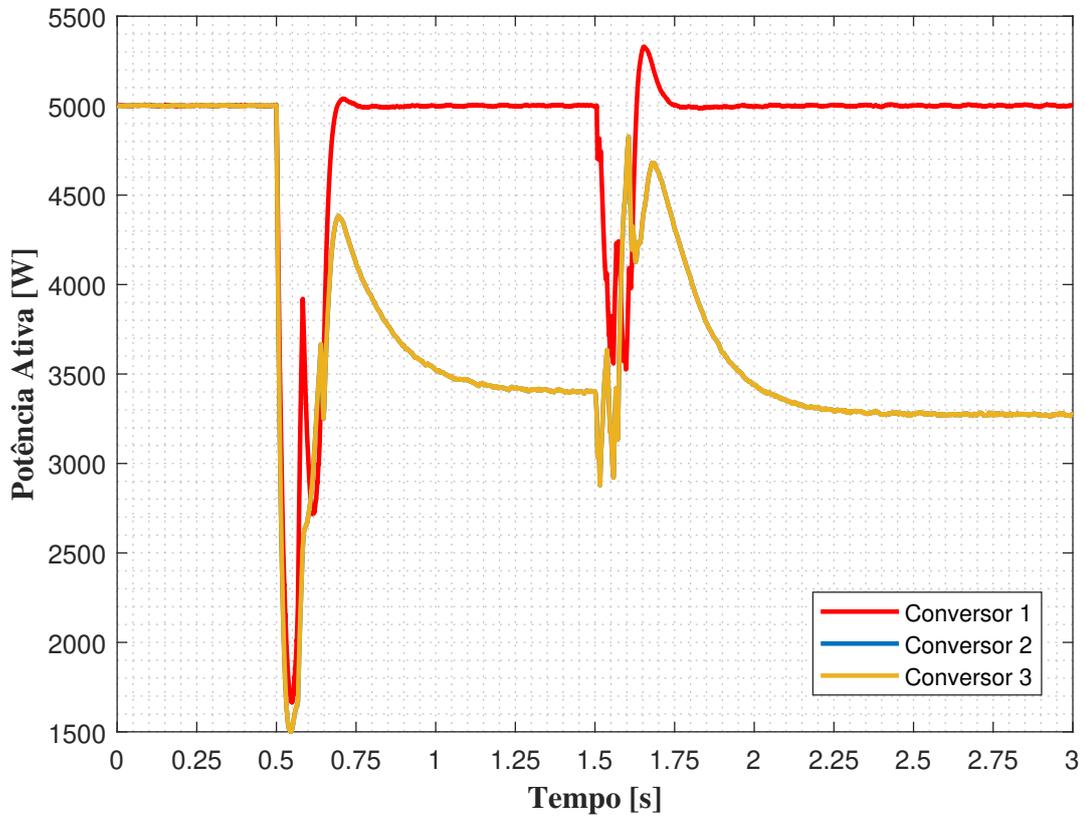


Figura 4.18: Potências ativas dos conversores para o cenário 3

ponto de operação ao final do período simulado neste cenário é representado pelo asterisco

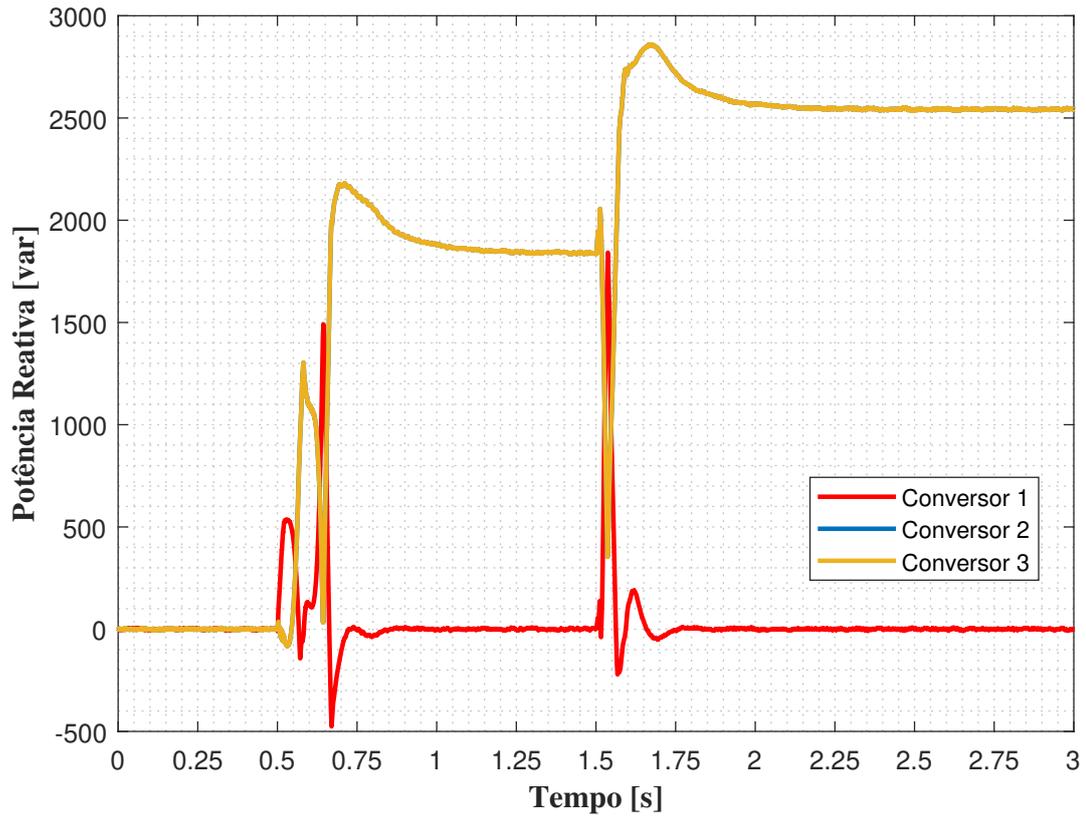


Figura 4.19: Potências reativas dos conversores para o cenário 3

na cor azul e apresenta uma considerável margem para os limites de potência, diferente do observado no Cenário 2.

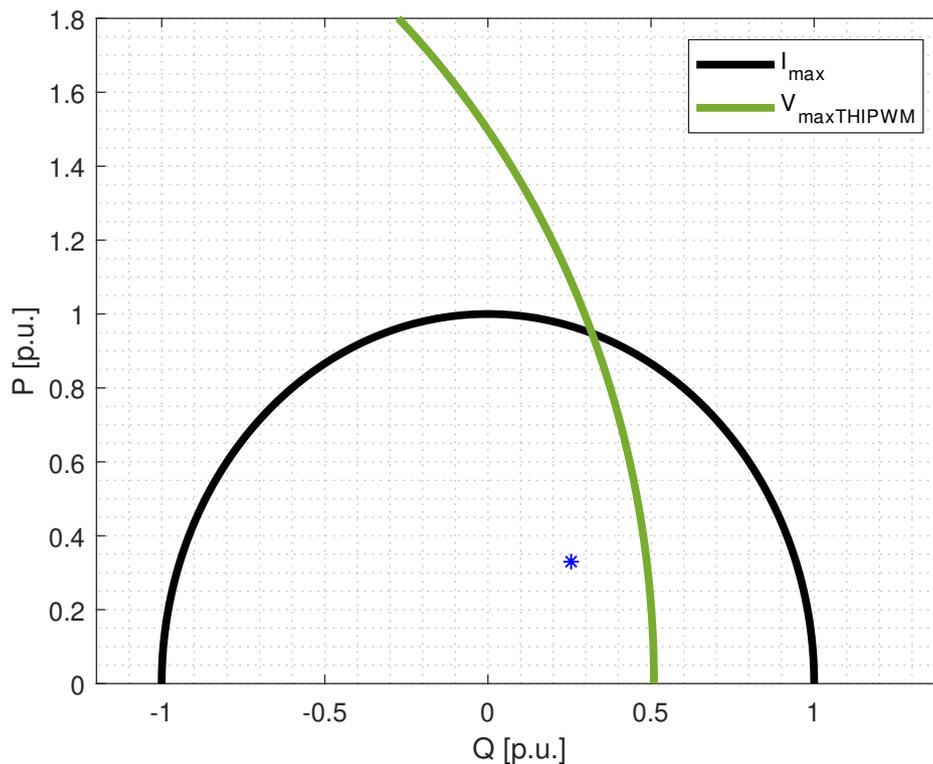


Figura 4.20: Curva de capacidade do Conversor 2 para o Cenário 3

4.5 Cenário 4 - Conversores operando com SVPWM com 385V no barramento CC

Para o quarto cenário simulado, a tensão no barramento CC foi mantida em 385V e todos os conversores passaram a operar com o SVPWM, a fim de realizar uma comparação em relação aos cenários anteriores. É possível observar, na Figura 4.21, que a frequência se mantém em 60Hz até a ocorrência do ilhamento, quando há uma oscilação após a qual ela estabiliza em torno dos 60,3Hz. A entrada do bolco de carga reativa aos 1,5 segundos provoca uma nova oscilação com posterior estabilização ainda em 60,3Hz.

Com relação à tensão, pode-se observar na Figura 4.22 um valor próximo aos 220V na saída dos conversores, ainda com a MR conectada à rede principal. Após a ocorrência do ilhamento aos 0,5 segundos, ela oscila e estabiliza ligeiramente abaixo, com uma nova oscilação na entrada da carga reativa aos 1,5 segundos, atingindo um valor de 217V na saída dos conversores 2 e 3 e 213V na saída do conversor 1. A THD da tensão ficou em torno de 1,7%.

Para este cenário operativo, percebe-se que os conversores operam o tempo todo dentro da faixa de modulação linear, como pode ser verificado ao observar o índice de modulação na Figura 4.23. Nota-se que durante o ilhamento, aos 0,5 segundos, há uma oscilação que causa saturação mas que rapidamente retornam ao patamar de 0,86. A demanda por reativos aos 1,5 segundos é atendida com um aumento do índice de modulação dos conversores 2 e 3, diferente

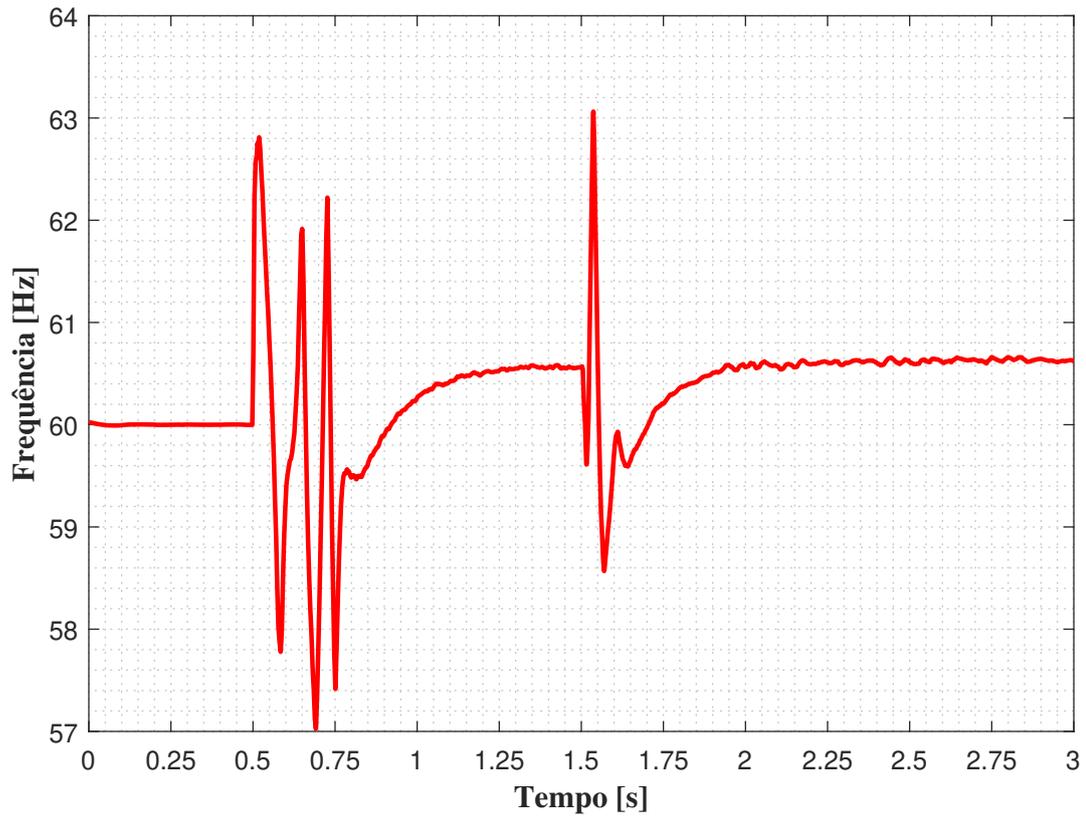


Figura 4.21: Frequência da MR para o cenário 4

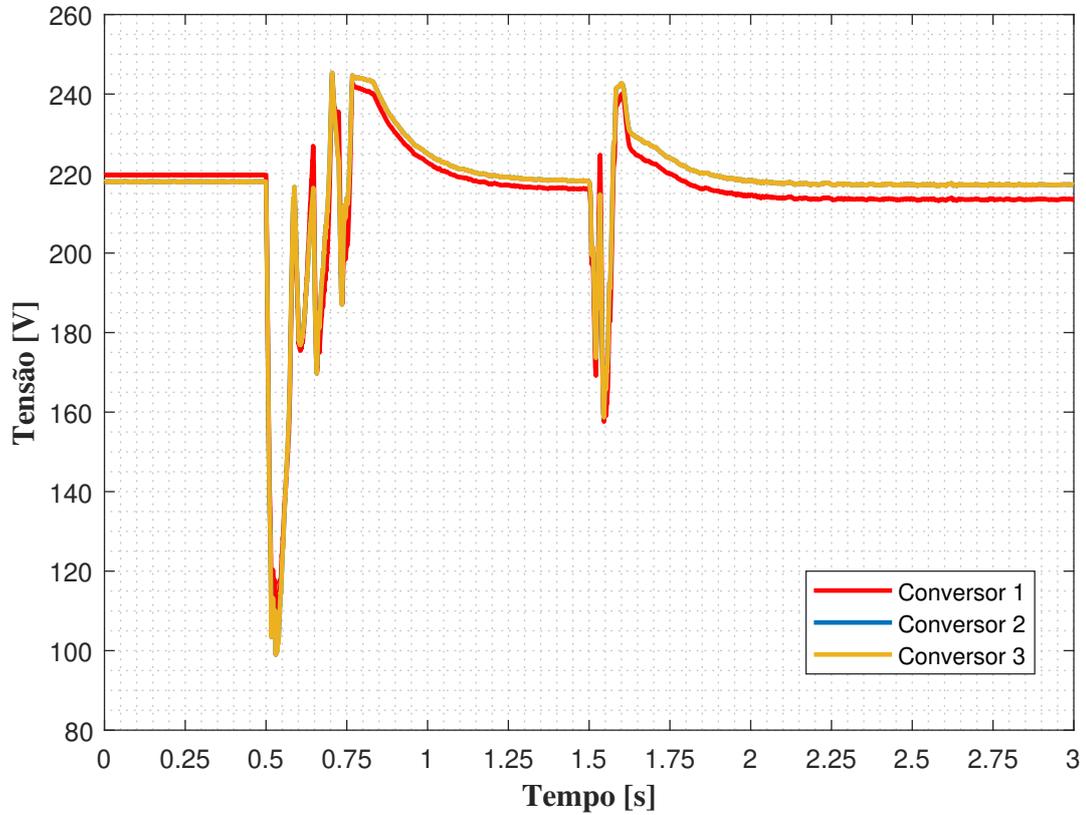


Figura 4.22: Tensões dos conversores para o cenário 4

do observado no Cenário 2, no qual eles atingiam o limite de saturação.

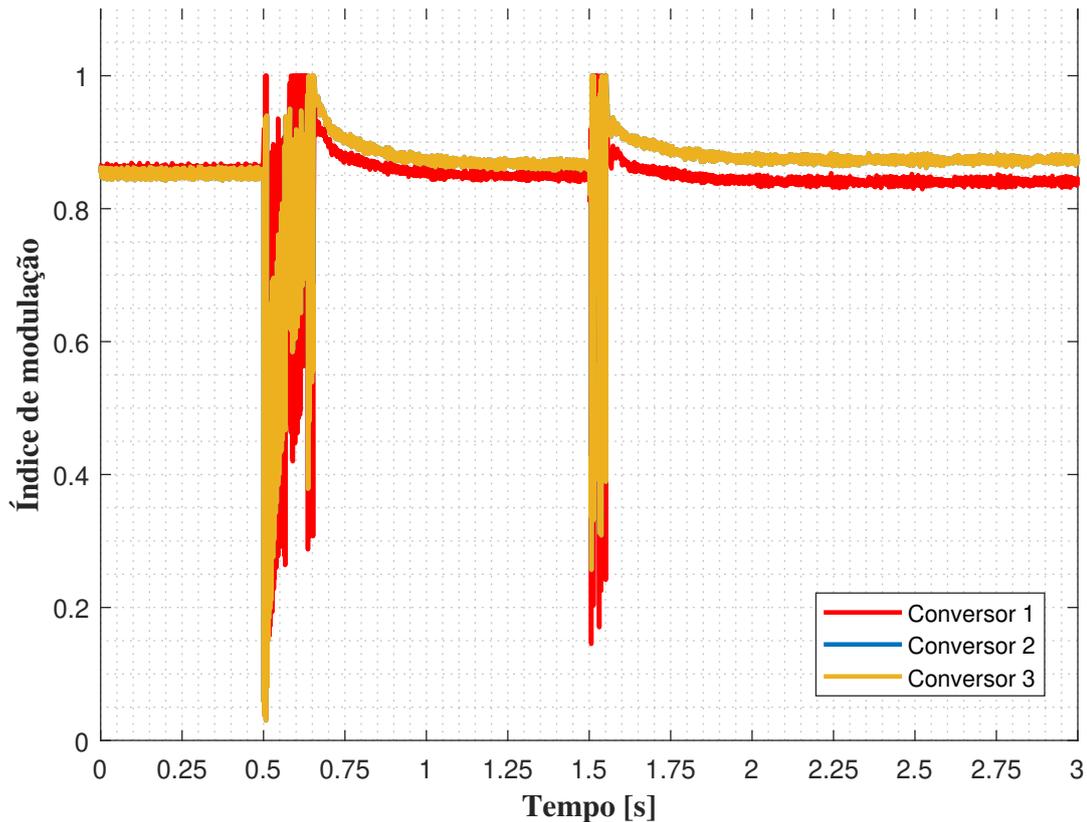


Figura 4.23: Índice de modulação dos conversores para o cenário 4

No que diz respeito à potência ativa, observa-se na Figura 4.24 que os três conversores iniciam com $5kW$, que é a referência de controle. Após a oscilação gerada pelo ilhamento aos 0,5 segundos, a potência do conversor 1 estabiliza novamente em $5kW$. Já a potência ativa dos conversores 2 e 3 reduz para o patamar de $3,4kW$, assumindo o restante da demanda das cargas da MR.

Cabe destacar que a entrada de carga aos 1,5 segundos causa uma nova oscilação na potência ativa dos conversores 2 e 3, que estabiliza novamente em $3,3W$, valor muito próximo ao observado no Cenário 1, indicando que o fornecimento de potência ativa não foi comprometido. Quanto à potência reativa, nota-se na Figura 4.25 que ela inicia em zero para todos os conversores, conforme referência de controle para a MR conectada. O evento de ilhamento causa uma oscilação aos 0,5 segundos e a potência reativa do conversor 1 volta a zero, conforme esperado já que ele permanece operando no modo *grid-feeding*. A demanda de potência reativa da MR é então assumida pelos conversores 2 e 3, compartilhada igualmente entre os dois, assim como a entrada da carga reativa aos 1,5 segundos.

A condição de operação do Conversor 2 ao final deste cenário, do ponto de vista dos limites de fornecimento de potência ativa e reativa, pode ser representada graficamente através de sua curva de capacidade, conforme demonstrado na Figura 4.26. Observam-se os limites devido à corrente máxima do conversor, em preto, e à tensão máxima de saída, em amarelo. O ponto de operação ao final do período simulado neste cenário é representado pelo asterisco na cor azul e apresenta uma considerável margem para os limites de potência, diferente do

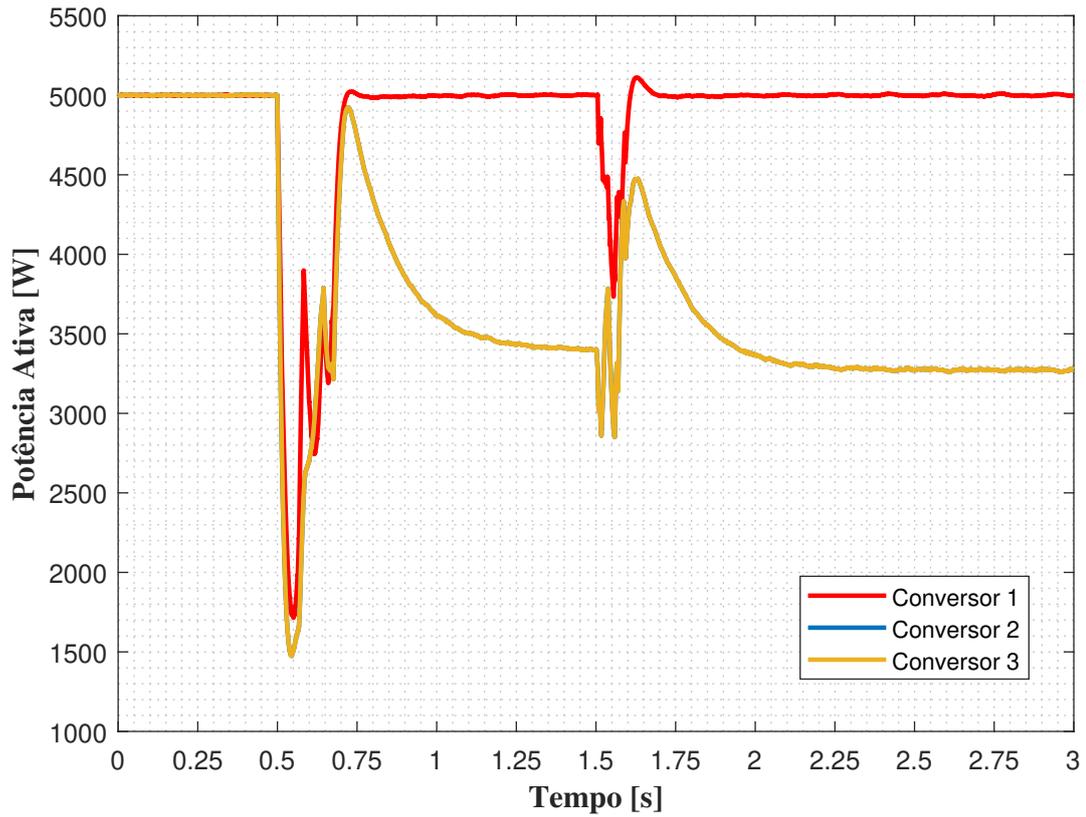


Figura 4.24: Potências ativas dos conversores para o cenário 4

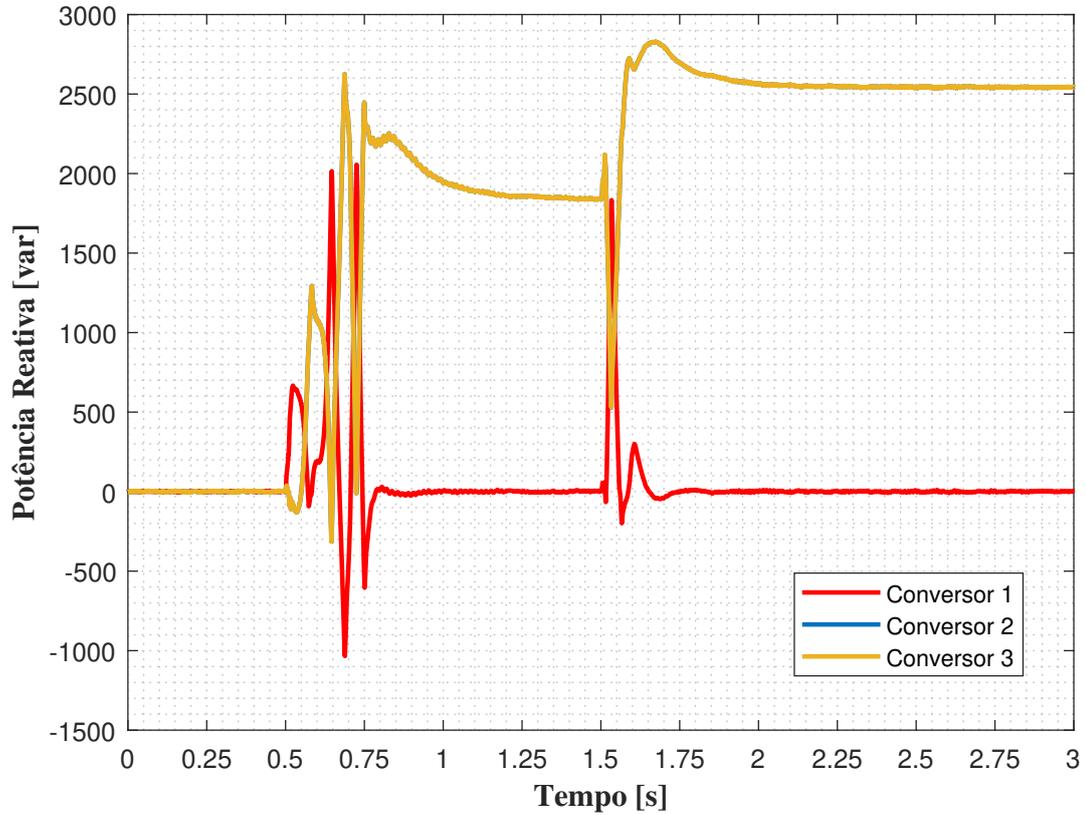


Figura 4.25: Potências reativas dos conversores para o cenário 4

observado no Cenário 2.

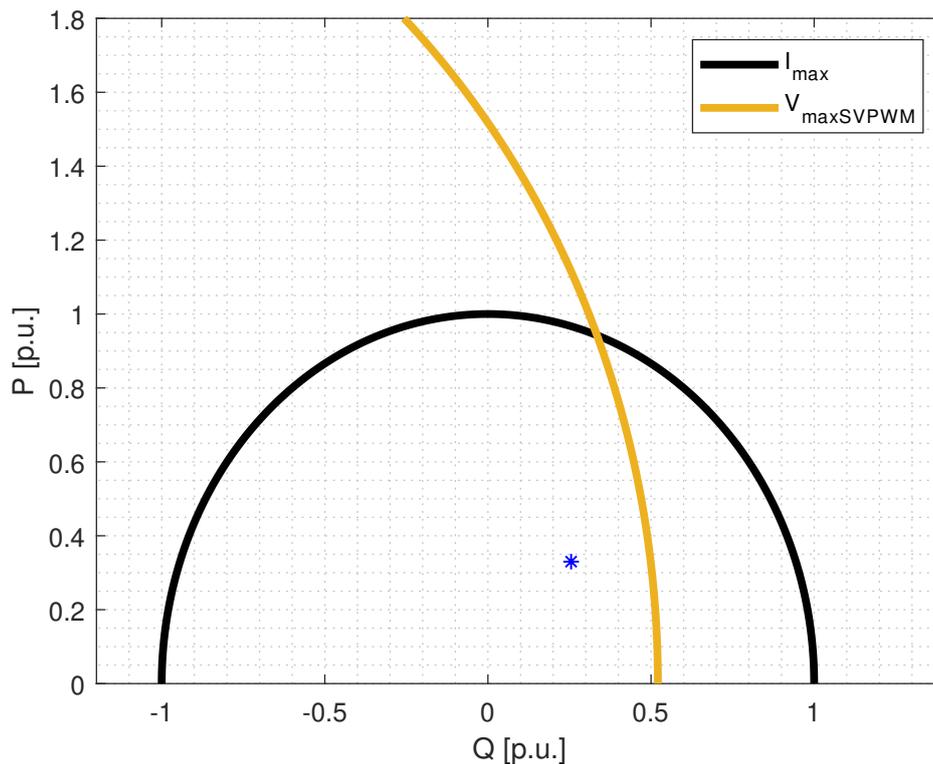


Figura 4.26: Curva de capacidade do Conversor 2 para o Cenário 4

4.6 Cenário 5 - Conversores operando com THIPWM com 350V no barramento CC

Para o quinto cenário, a tensão do barramento CC foi reduzida para 350V e todos os conversores voltaram a operar com o THIPWM, a fim de verificar se esta estratégia poderia ser adotada mesmo com uma tensão CC consideravelmente abaixo do que se costuma praticar. É possível observar, na Figura 4.27, que a frequência se mantém em 60Hz até a ocorrência do ilhamento, quando há uma oscilação após a qual ela estabiliza em torno dos 60,3Hz. A entrada do bolco de carga reativa aos 1,5 segundos provoca uma nova oscilação com posterior estabilização ainda em 60,3Hz.

Com relação à tensão, pode-se observar na Figura 4.28 um valor próximo aos 220V na saída dos conversores, ainda com a MR conectada à rede principal. Após a ocorrência do ilhamento aos 0,5 segundos, ela oscila e estabiliza ligeiramente abaixo, com uma nova oscilação na entrada da carga reativa aos 1,5 segundos, atingindo um valor de 217V na saída dos conversores 2 e 3 e 213V na saída do conversor 1. A THD da tensão ficou em torno de 1,7%.

Para este cenário operativo, percebe-se que os conversores se mantêm praticamente o tempo todo dentro da faixa de modulação linear, como pode ser verificado ao observar o índice de modulação na Figura 4.29, exceto os conversores 2 e 3 por um curto período após a ocorrência do ilhamento. A demanda por reativos aos 1,5 segundos é atendida com um aumento do

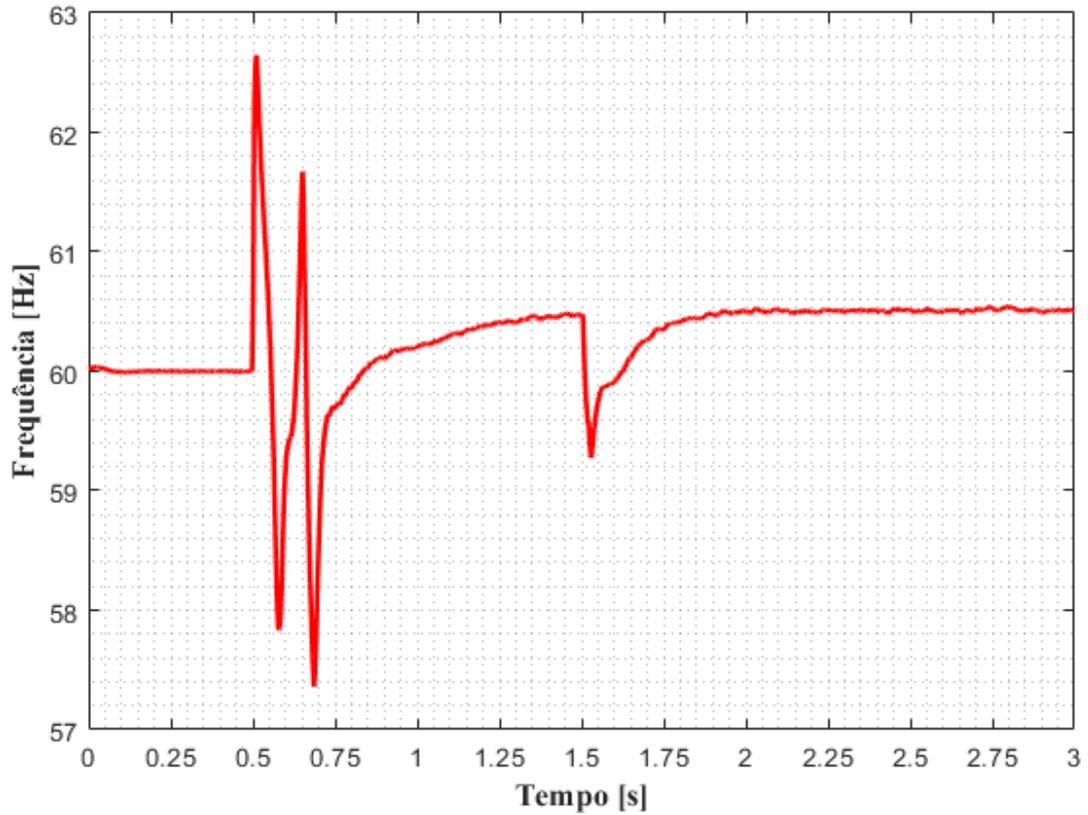


Figura 4.27: Frequência da MR para o cenário 5

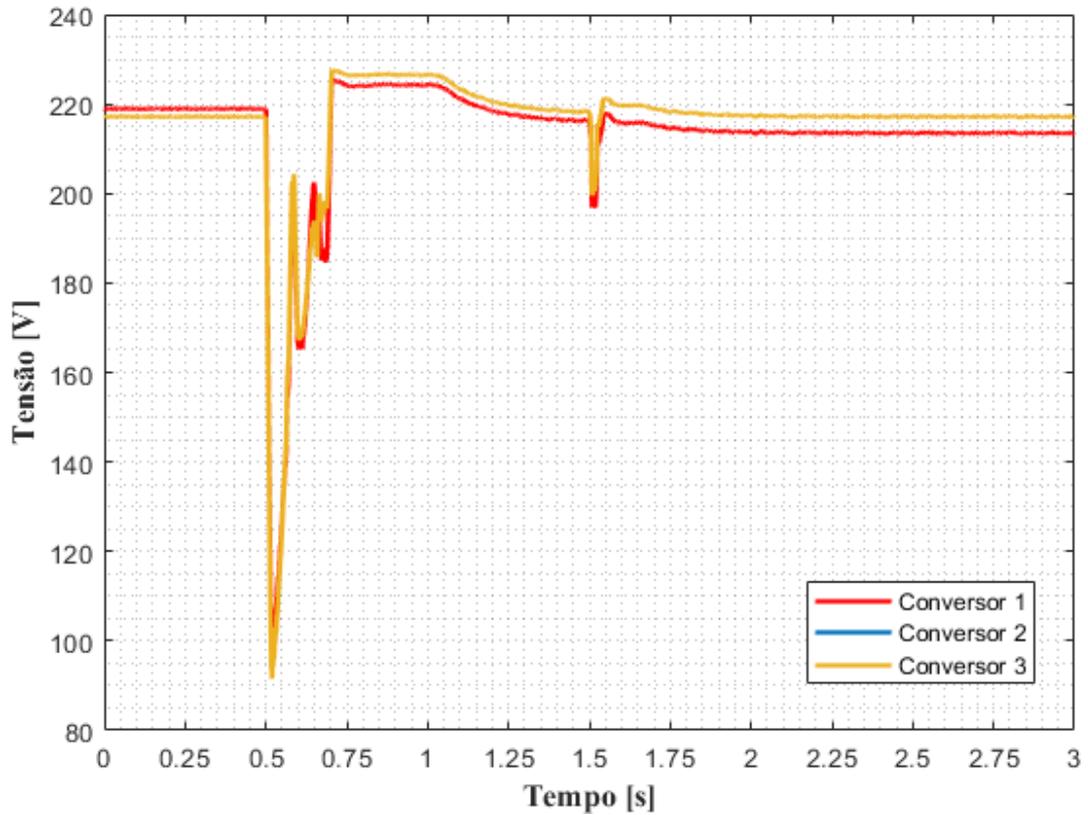


Figura 4.28: Tensões dos conversores para o cenário 5

índice de modulação dos conversores 2 e 3 para o patamar de 0,95, ligeiramente superior que

no cenário anterior mas ainda com uma margem para o limite de saturação.

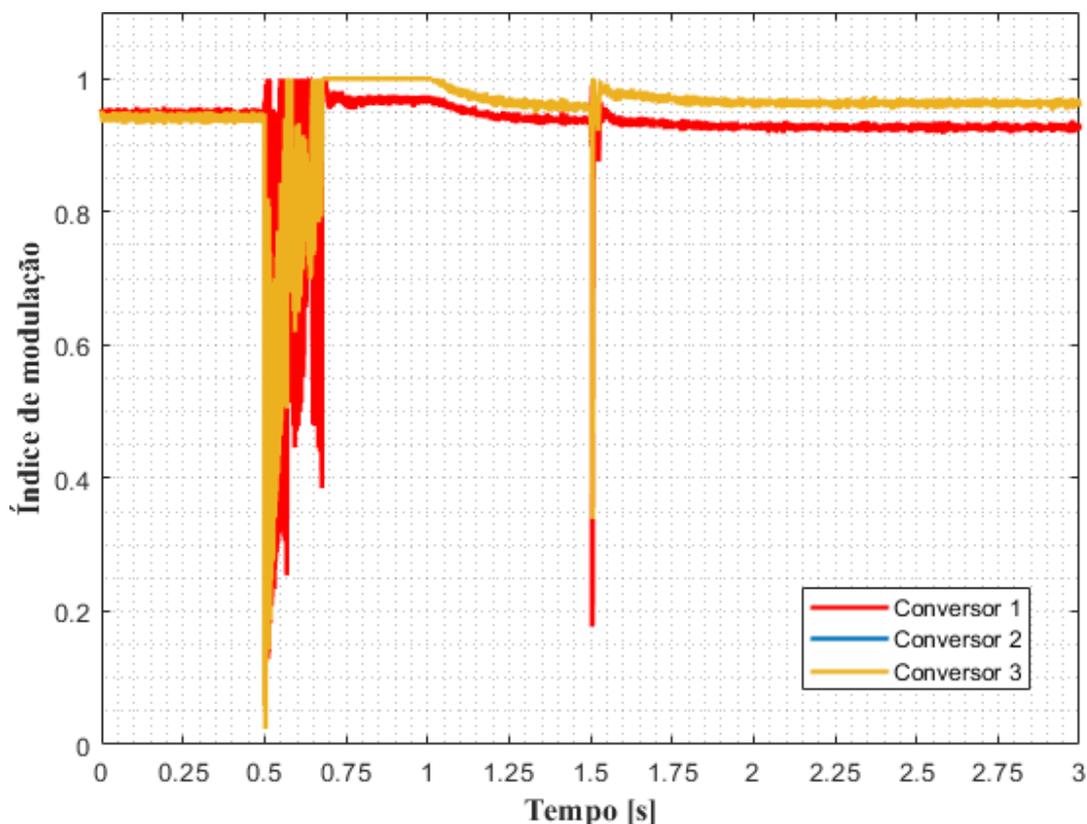


Figura 4.29: Índice de modulação dos conversores para o cenário 5

No que diz respeito à potência ativa, observa-se na Figura 4.30 que os três conversores iniciam com $5kW$, que é a referência de controle. Após a oscilação gerada pelo ilhamento aos 0,5 segundos, a potência do conversor 1 estabiliza novamente em $5kW$. Já a potência ativa dos conversores 2 e 3 reduz para o patamar de $3,4kW$, assumindo o restante da demanda das cargas da MR.

Cabe destacar que a entrada de carga aos 1,5 segundos causa uma pequena redução no valor de potência ativa dos conversores 2 e 3, que estabiliza novamente em $3,3W$, valor muito próximo ao observado no Cenário 1, indicando que o fornecimento de potência ativa não foi comprometido. Quanto à potência reativa, nota-se na Figura 4.31 que ela inicia em zero para todos os conversores, conforme referência de controle para a MR conectada. O evento de ilhamento causa uma oscilação aos 0,5 segundos e a potência reativa do conversor 1 volta a zero, conforme esperado já que ele permanece operando no modo *grid-feeding*. A demanda de potência reativa da MR é então assumida pelos conversores 2 e 3, compartilhada igualmente entre os dois, assim como a entrada da carga reativa aos 1,5 segundos.

Os limites de fornecimento de potência podem ser visualizados graficamente através da curva de capacidade do Conversor 2, conforme demonstrado na Figura 4.20. Observam-se os limites devido à corrente máxima do conversor, em preto, e à tensão máxima de saída, em verde. O ponto de operação ao final do período simulado neste cenário é representado pelo asterisco na

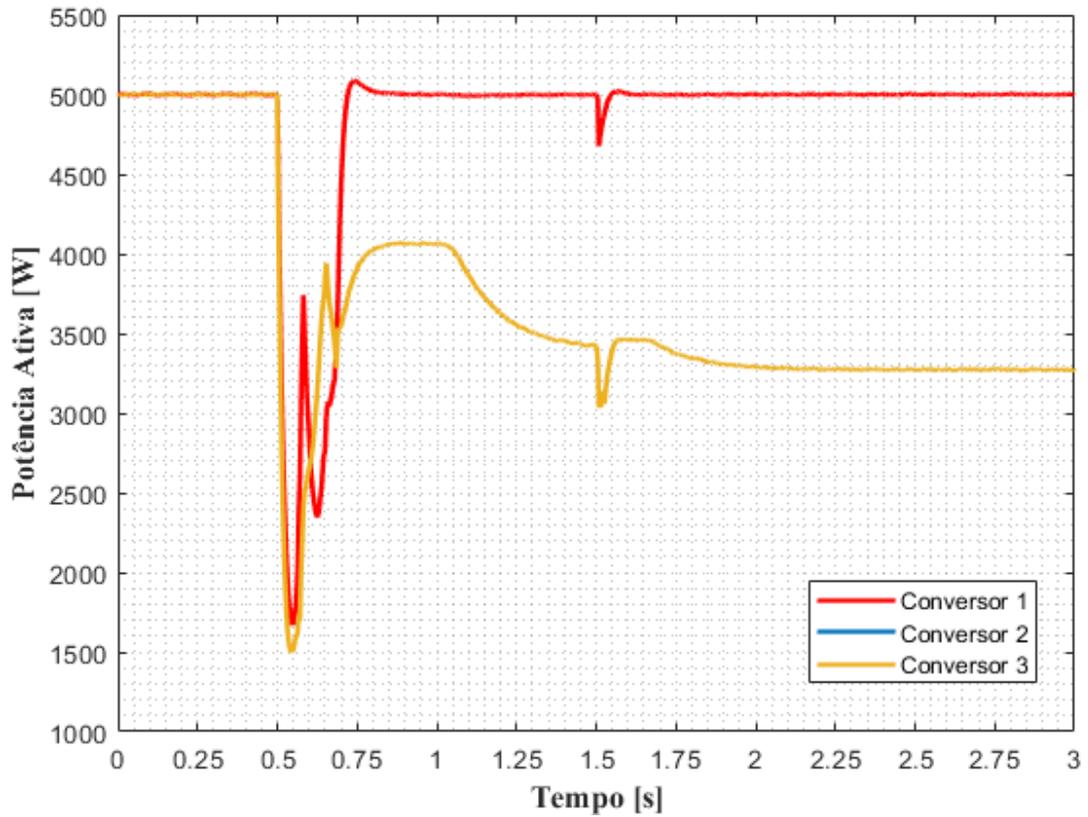


Figura 4.30: Potências ativas dos conversores para o cenário 5

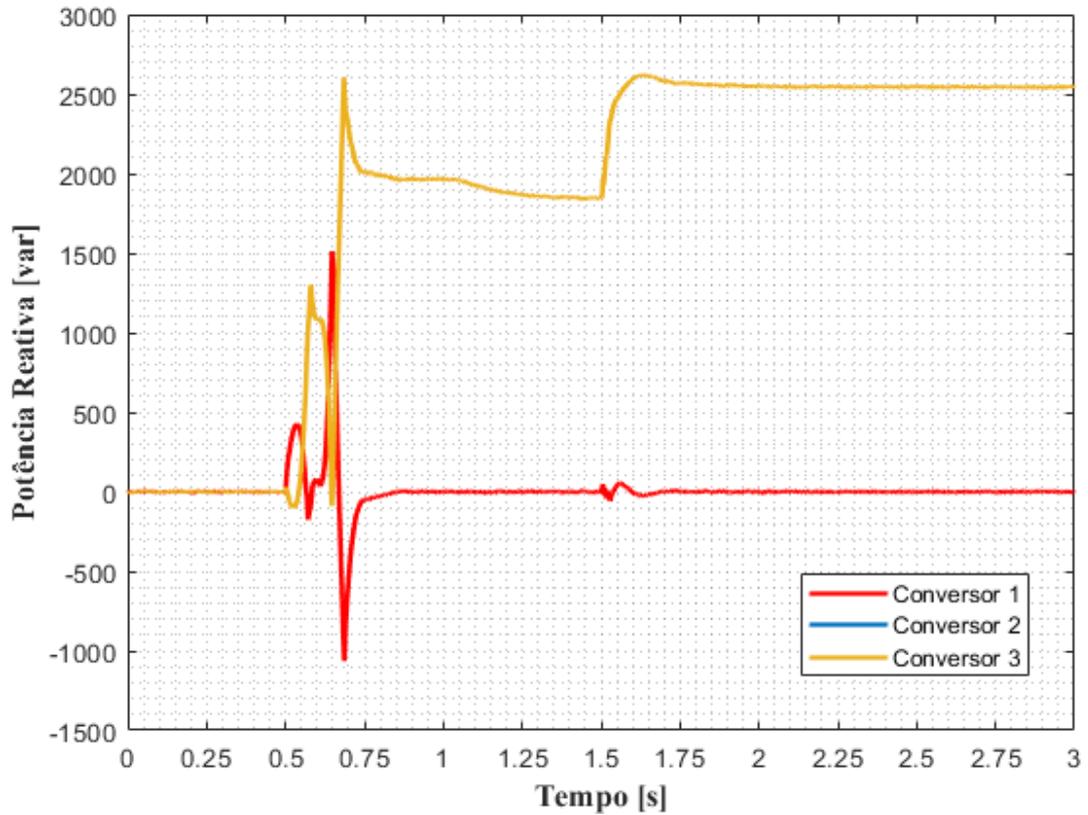


Figura 4.31: Potências reativas dos conversores para o cenário 5

cor azul. Nota-se que, mesmo com o limite de fornecimento de reativos comprometido devido

à baixa tensão no barramento CC, o ponto de operação permanece dentro da região permitida, devido ao melhor aproveitamento da tensão CC proporcionado pelo uso do THIPWM.

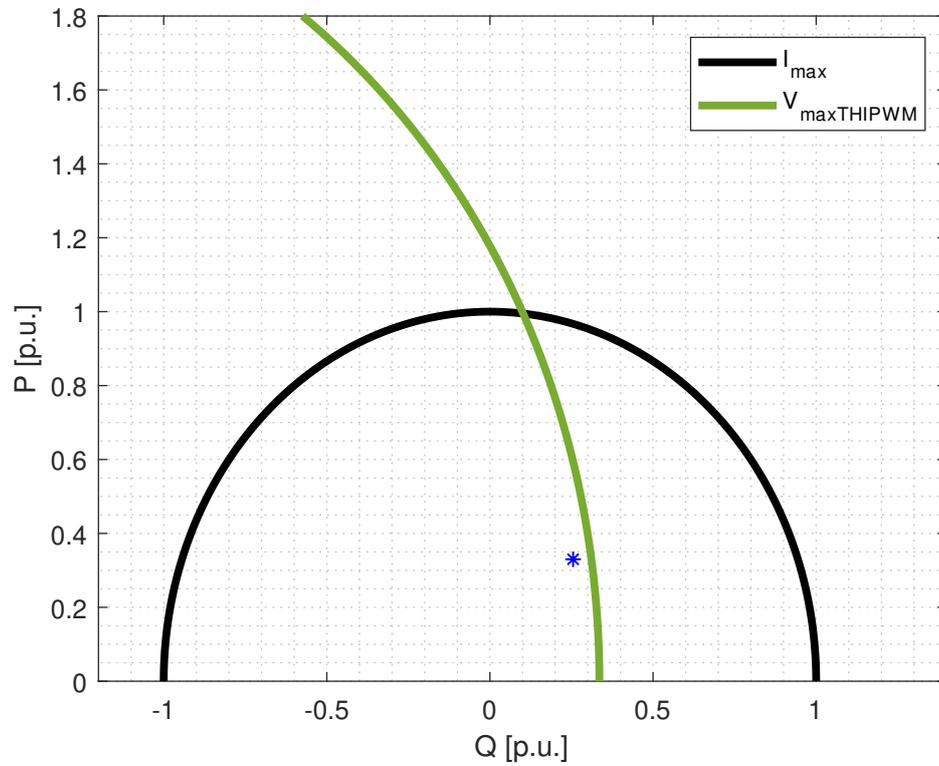


Figura 4.32: Curva de capacidade do Conversor 2 para o Cenário 5

4.7 Cenário 6 - Conversores operando com SVPWM com 350V no barramento CC

Para o sexto cenário, a tensão do barramento CC foi mantida em 350V e todos os conversores passaram a operar com o SVPWM, a fim de realizar uma comparação em relação ao cenário anterior. É possível observar, na Figura 4.33, que a frequência se mantém em 60Hz até a ocorrência do ilhamento, quando há uma oscilação após a qual ela estabiliza em torno dos 60,3Hz. A entrada do bolco de carga reativa aos 1,5 segundos provoca uma nova oscilação com posterior estabilização ainda em 60,3Hz.

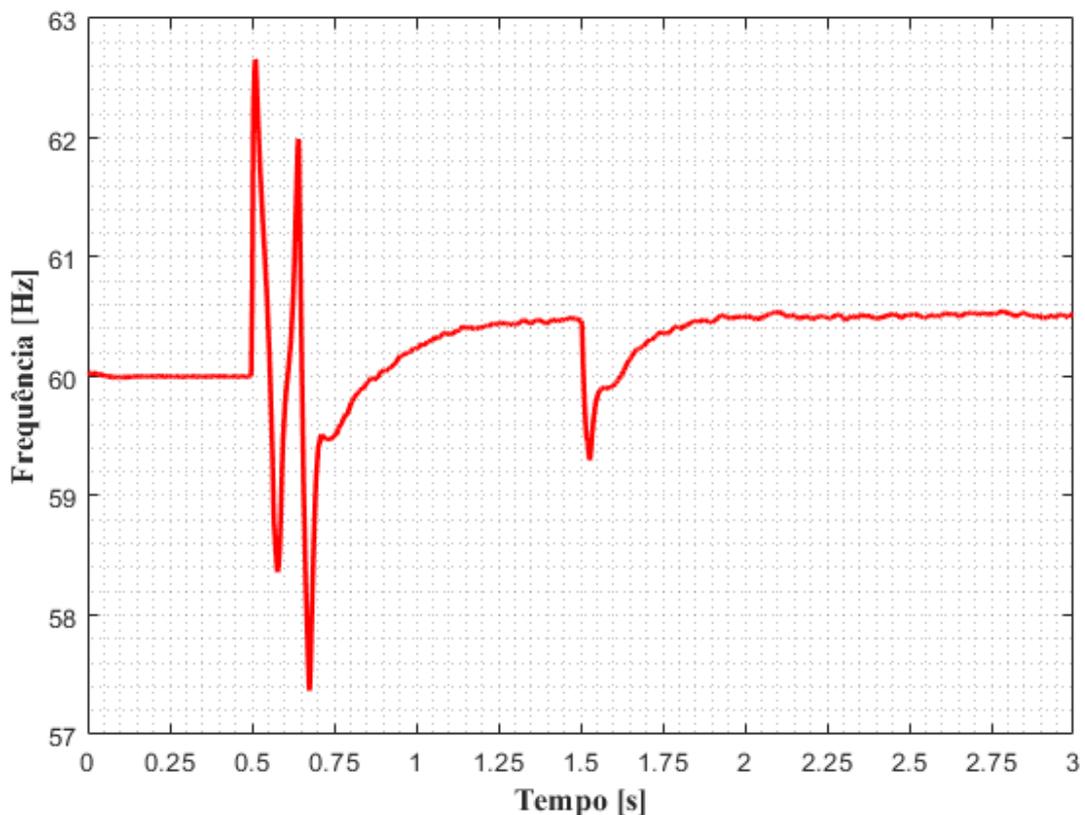


Figura 4.33: Frequência da MR para o cenário 6

Com relação à tensão, pode-se observar na Figura 4.34 um valor próximo aos 220V na saída dos conversores, ainda com a MR conectada à rede principal. Após a ocorrência do ilhamento aos 0,5 segundos, ela oscila e estabiliza ligeiramente abaixo, com uma nova oscilação na entrada da carga reativa aos 1,5 segundos, atingindo um valor de 217V na saída dos conversores 2 e 3 e 213V na saída do conversor 1. A THD da tensão ficou em torno de 1,6%.

Para este cenário operativo, percebe-se que os conversores se mantêm praticamente o tempo todo dentro da faixa de modulação linear, como pode ser verificado ao observar o índice de modulação na Figura 4.35, exceto os conversores 2 e 3 por um curto período após a ocorrência do ilhamento. A demanda por reativos aos 1,5 segundos é atendida com um aumento do índice de modulação dos conversores 2 e 3 para o patamar de 0,95, ligeiramente superior ao do

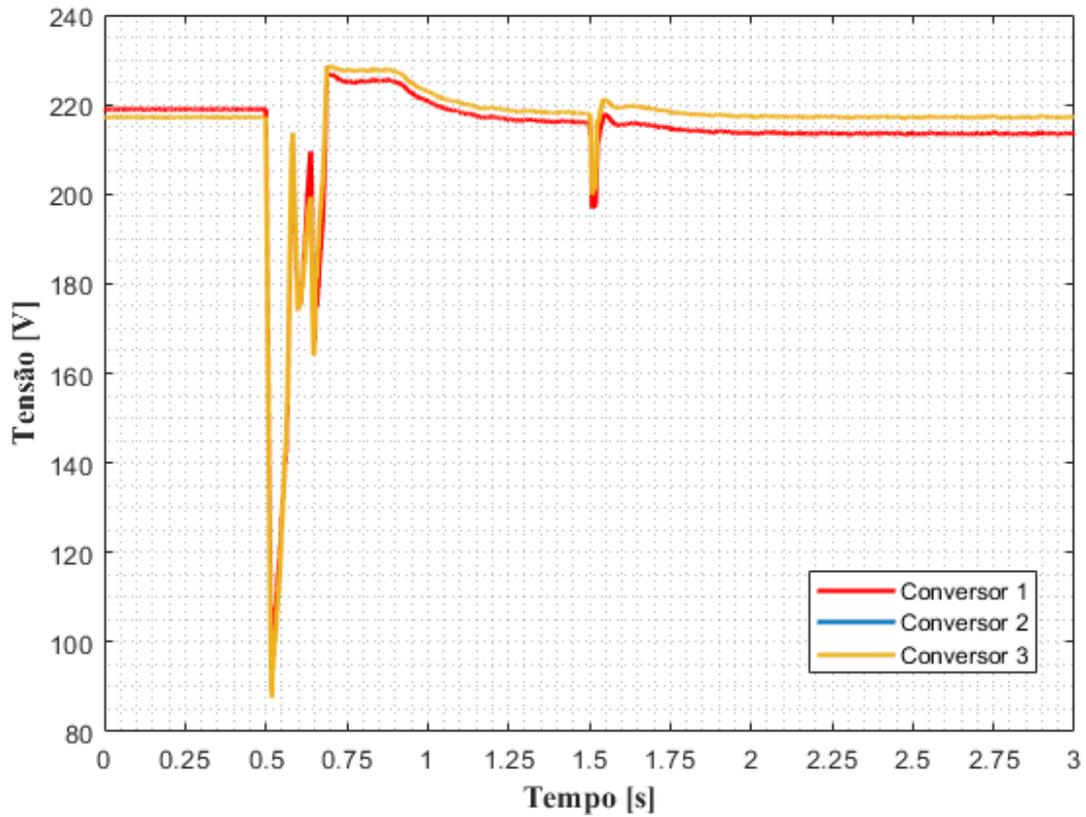


Figura 4.34: Tensões dos conversores para o cenário 6

cenário anterior, mas ainda com uma margem para o limite de saturação.

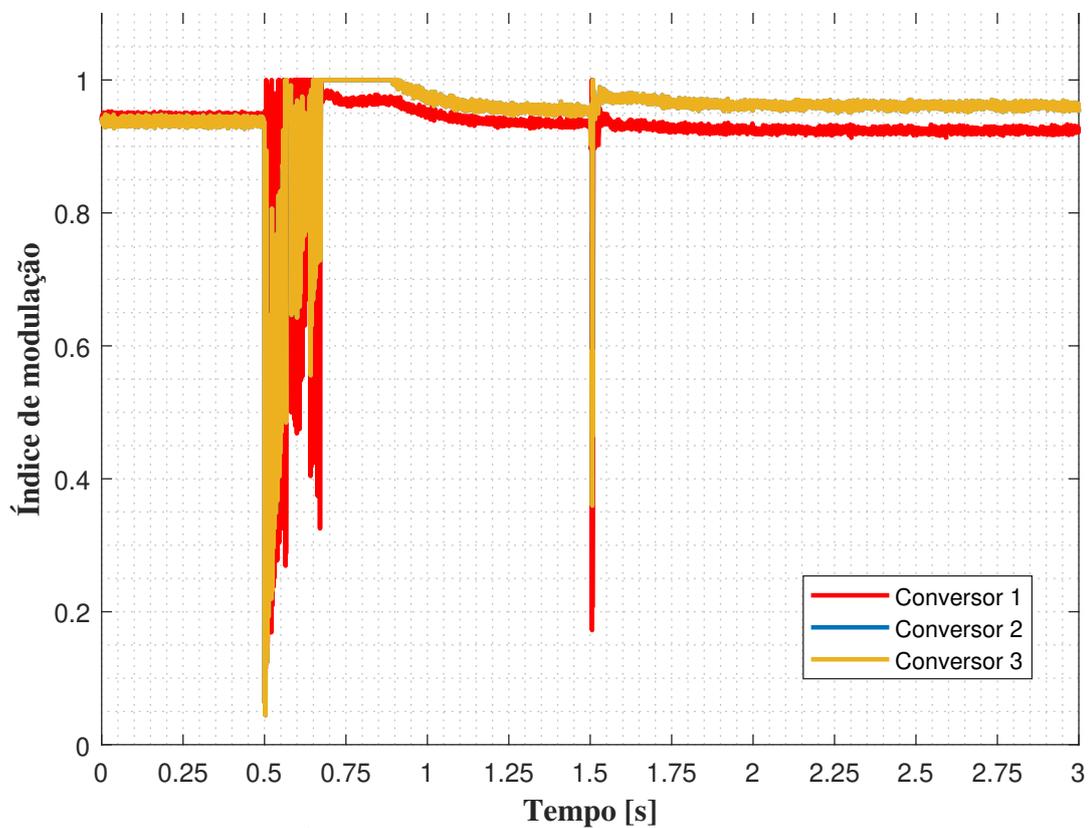


Figura 4.35: Índice de modulação dos conversores para o cenário 6

No que diz respeito à potência ativa, observa-se na Figura 4.36 que os três conversores iniciam com $5kW$, que é a referência de controle. Após a oscilação gerada pelo ilhamento aos 0,5 segundos, a potência do conversor 1 estabiliza novamente em $5kW$. Já a potência ativa dos conversores 2 e 3 reduz para o patamar de $3,4kW$, assumindo o restante da demanda das cargas da MR.

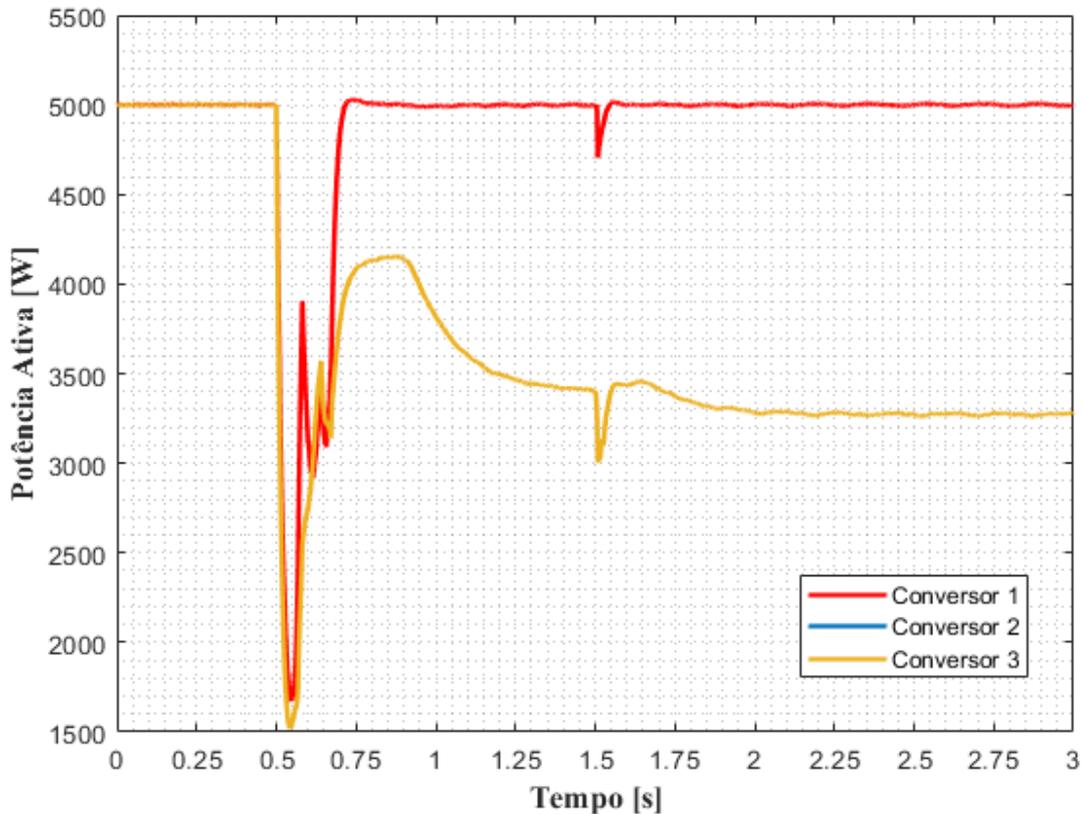


Figura 4.36: Potências ativas dos conversores para o cenário 6

Cabe destacar que a entrada de carga aos 1,5 segundos causa uma pequena redução no valor de potência ativa dos conversores 2 e 3, que estabiliza novamente em $3,3W$. Quanto à potência reativa, nota-se na Figura 4.37 que ela inicia em zero para todos os conversores, conforme referência de controle para a MR conectada. O evento de ilhamento causa uma oscilação aos 0,5 segundos e a potência reativa do conversor 1 volta a zero, conforme esperado já que ele permanece operando no modo *grid-feeding*. A demanda de potência reativa da MR é então assumida pelos conversores 2 e 3, compartilhada igualmente entre os dois, assim como a entrada da carga reativa aos 1,5 segundos.

Os limites de fornecimento de potência podem ser visualizados graficamente através da curva de capacidade do Conversor 2, conforme demonstrado na Figura 4.38. Observam-se os limites devido à corrente máxima do conversor, em preto, e à tensão máxima de saída, em verde. O ponto de operação ao final do período simulado neste cenário é representado pelo asterisco na cor azul. Nota-se, mais uma vez, que, mesmo com o limite de fornecimento de reativos comprometido devido à baixa tensão no barramento CC, o ponto de operação permanece dentro da região permitida, o que demonstra um ganho na capacidade de suporte de reativos

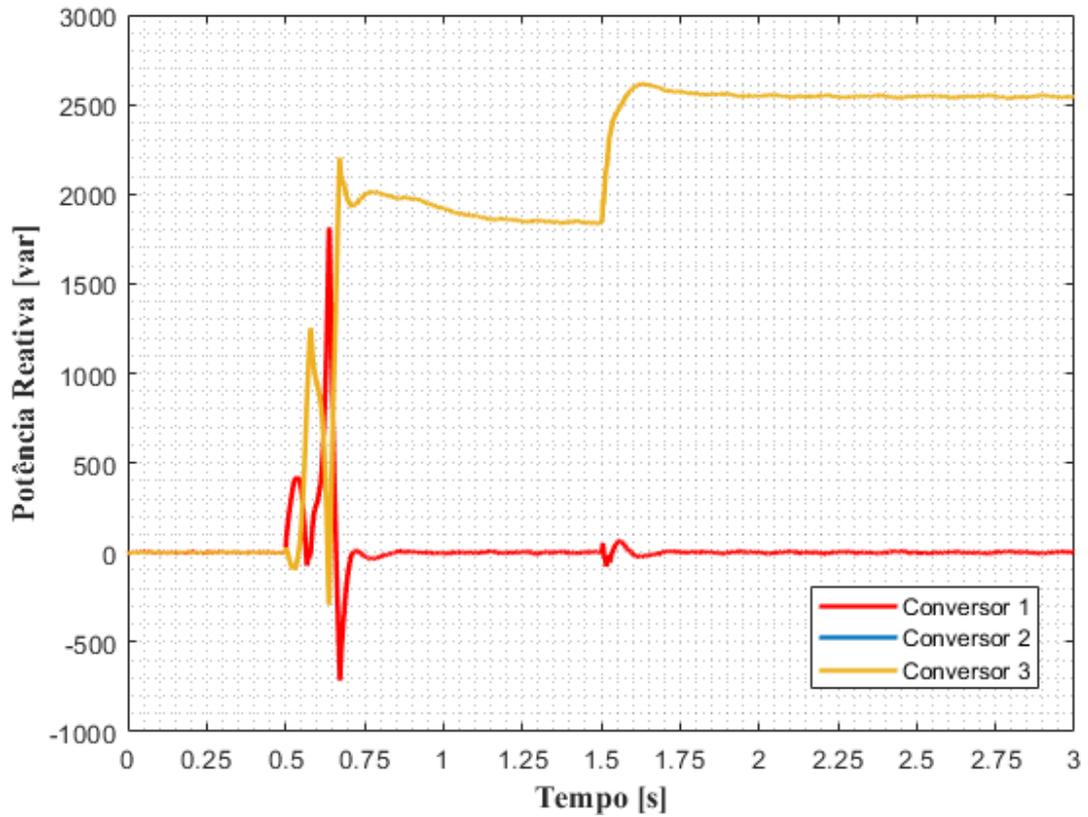


Figura 4.37: Potências reativas dos conversores para o cenário 6

sem comprometer o fornecimento de potência ativa, proporcionado pelo uso do SVPWM.

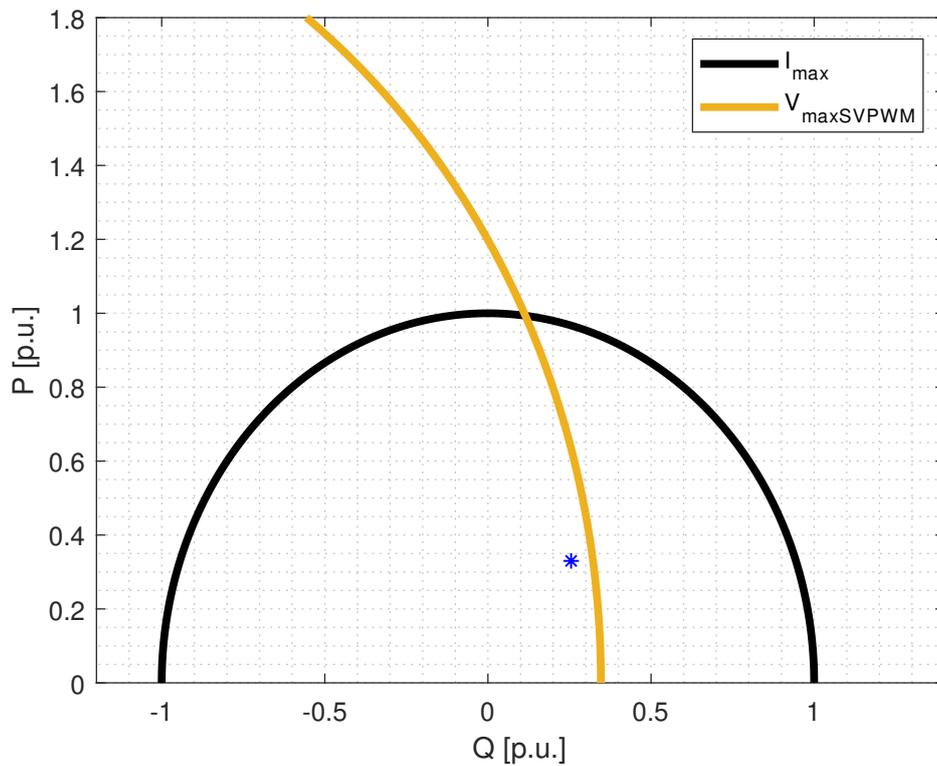


Figura 4.38: Curva de capacidade do Conversor 2 para o Cenário 6

4.8 Cenário 7 - Conversores operando com SPWM com 350V no barramento CC

Para o sétimo cenário simulado, a tensão do barramento CC foi mantida em 350V e todos os conversores voltam a operar com o SPWM, com o intuito de verificar se a operação nessas condições seria factível também com a técnica mais comumente usada. É possível observar, na Figura 4.39, que a frequência se mantém em 60Hz até a ocorrência do ilhamento, quando há uma oscilação que demora mais do que nos cenários anteriores para voltar a estabilizar.

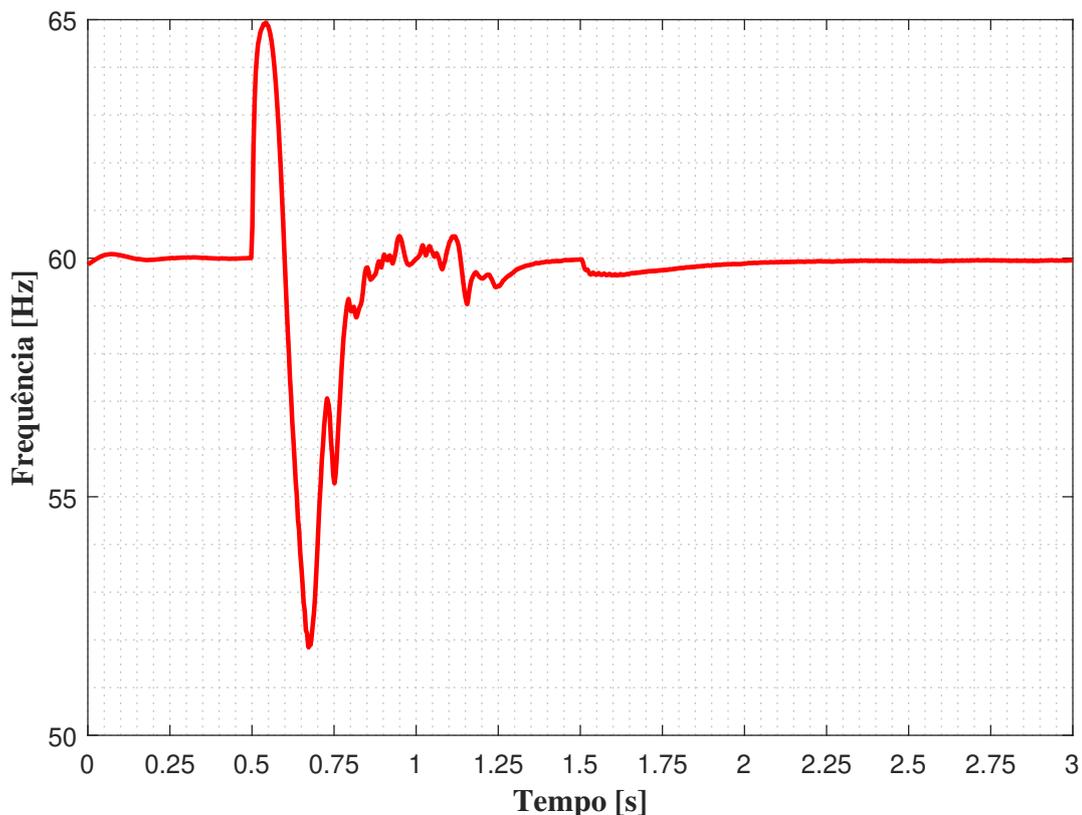


Figura 4.39: Frequência da MR para o cenário 7

Com relação à tensão, pode-se observar na Figura 4.40 um valor em torno de 205V na saída dos conversores, ainda com a MR conectada à rede principal. Após a ocorrência do ilhamento aos 0,5 segundos, ela oscila e também demora mais do que nos cenários anteriores para voltar a estabilizar, em torno de 195V na saída dos conversores 2 e 3 e 190V na saída do conversor 1. Isso representa uma redução significativa em relação aos valores obtidos nos cenários anteriores e também em relação ao valor nominal de tensão da MR.

Para este cenário operativo, percebe-se que os conversores já iniciam operando com o índice de modulação saturado, como pode ser observado na Figura 4.41. Após a ocorrência do ilhamento, o índice de modulação dos conversores 2 e 3 permanecem saturados, enquanto que o do Conversor 1 sofre uma grande oscilação e, após a entrada da carga reativa, passa a operar dentro da faixa de modulação linear, oscilando em torno dos 0,93.

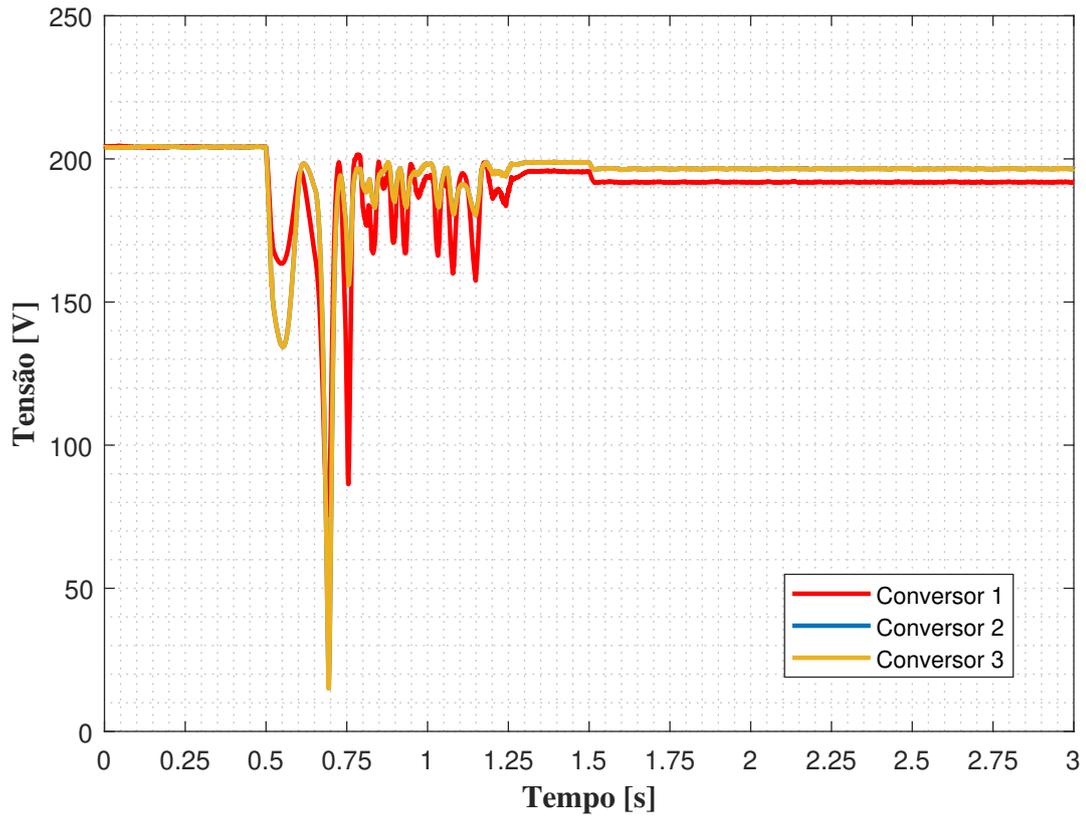


Figura 4.40: Tensões dos conversores para o cenário 7

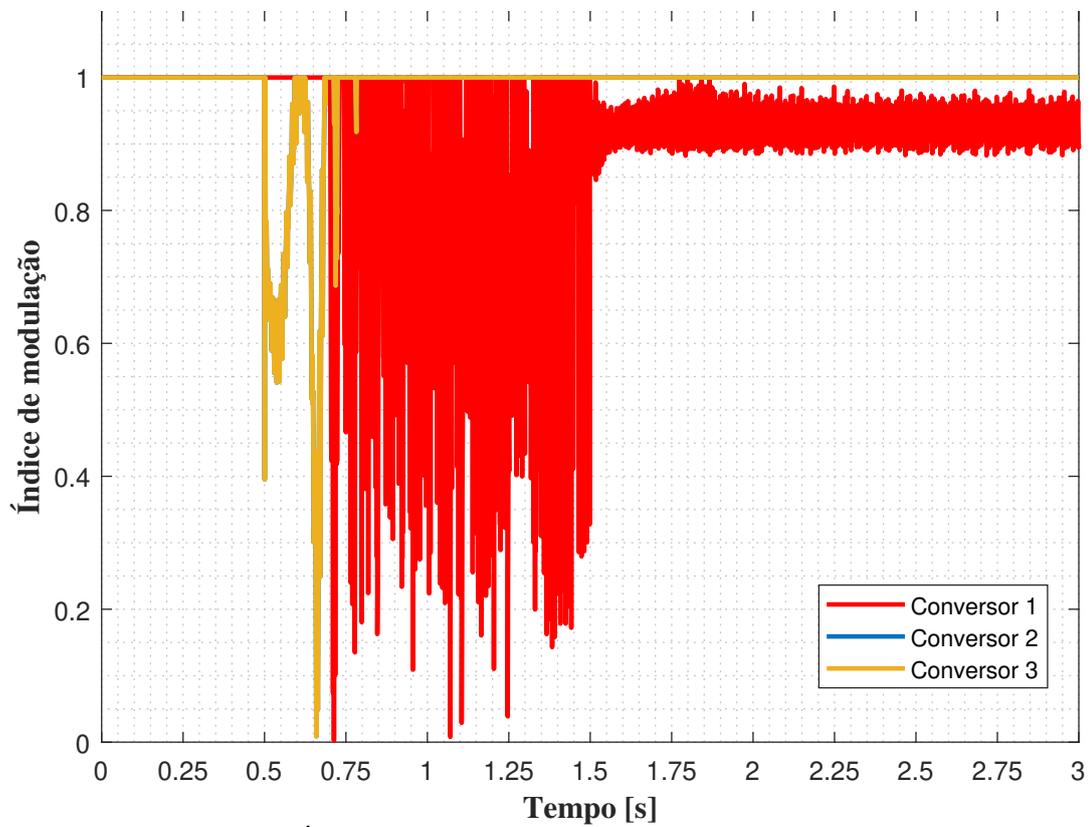


Figura 4.41: Índice de modulação dos conversores para o cenário 7

O efeito desta saturação novamente pode ser percebido no fornecimento de potência ativa,

conforme mostrado na Figura 4.42. Os três conversores já iniciam bem abaixo da referência de controle, em torno dos $3kW$. O evento de ilhamento aos 0,5 segundos causa uma oscilação bem maior e mais prolongada do que nos cenários anteriores, até que a potência dos conversores 2 e 3 estabilize em torno de $2,2kW$, o que representa uma redução significativa no fornecimento de potência ativa, comprometendo o atendimento pleno à demanda da MR. Já o Conversor 1, que após os 1,5 segundos volta a operar na região de modulação linear, alcança os $5kW$ de referência de controle com a redução da sua tensão de saída e sem fornecimento de reativos.

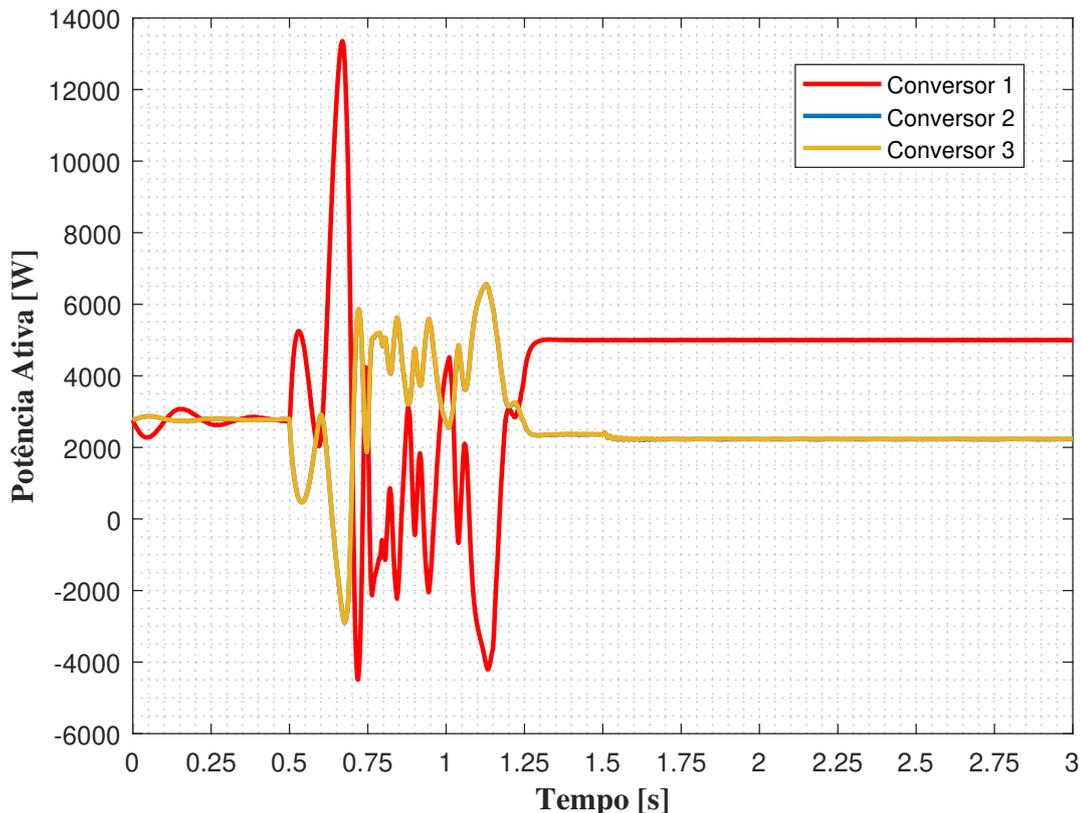


Figura 4.42: Potências ativas dos conversores para o cenário 7

Quanto à potência reativa, nota-se na Figura 4.43 que ela inicia em zero para todos os conversores, conforme referência de controle para a MR conectada. O evento de ilhamento causa uma oscilação aos 0,5 segundos, também maior e mais prolongada do que nos cenários anteriores, e a potência reativa do conversor 1 volta a zero, conforme esperado já que ele permanece operando no modo *grid-feeding*. A demanda de potência reativa da MR é então assumida pelos conversores 2 e 3, compartilhada igualmente entre os dois, assim como a entrada da carga reativa aos 1,5 segundos. Entretanto, percebe-se que o fornecimento de reativos é consideravelmente menor do que nos cenários anteriores, confirmando o esgotamento da margem de potência reativa dos conversores 2 e 3.

A condição de operação do Conversor 2 ao final deste cenário, do ponto de vista dos limites de fornecimento de potência ativa e reativa, pode ser representada graficamente através de sua curva de capacidade, conforme demonstrado na Figura 4.44. Observam-se os limites devido à corrente máxima do conversor, em preto, e à tensão máxima de saída, em vermelho. O

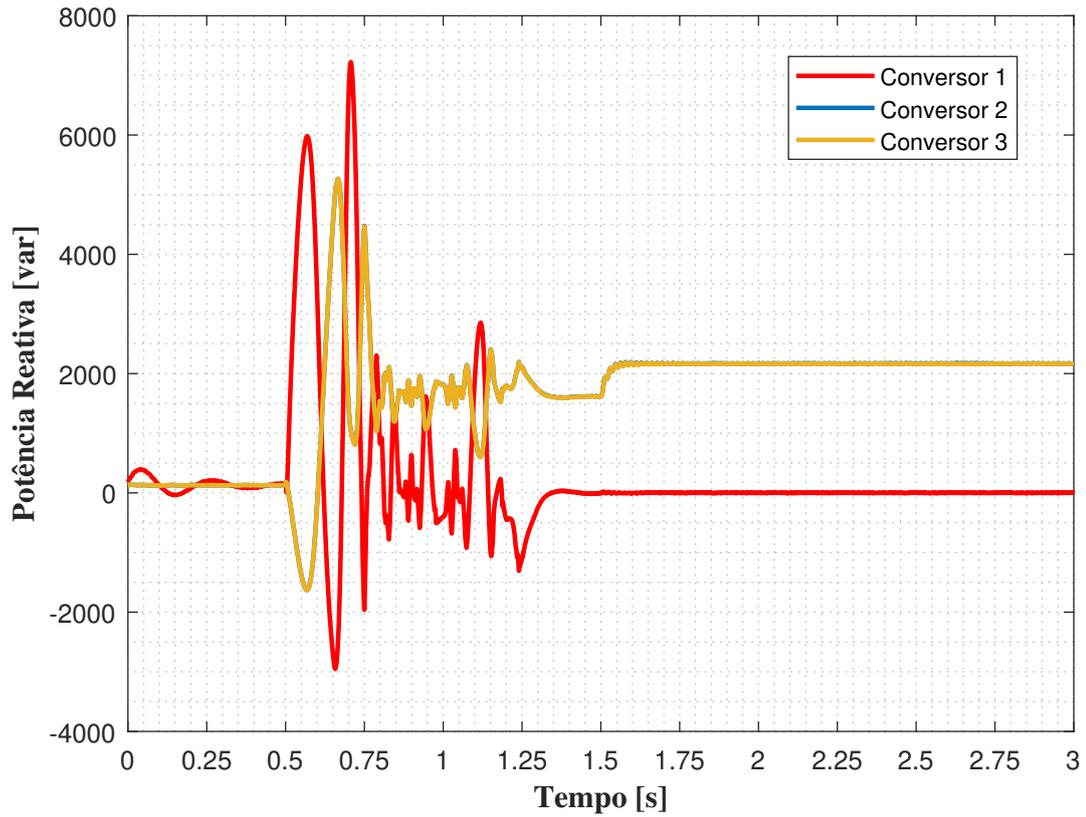


Figura 4.43: Potências reativas dos conversores para o cenário 7

ponto de operação, representado pelo asterisco na cor azul, está novamente junto ao semicírculo vermelho e também em um valor mais baixo no eixo da potência ativa, condizente com os resultados observados neste cenário.

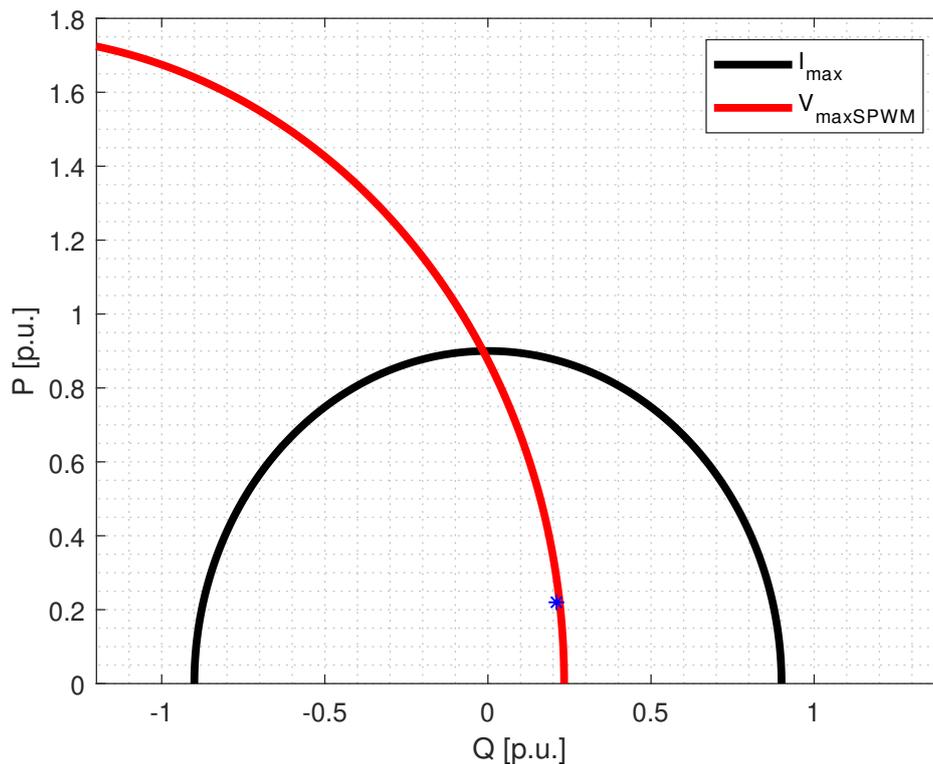


Figura 4.44: Curva de capacidade do Conversor 2 para o Cenário 7

4.9 Comparação dos limites de potência para os diferentes cenários operativos

Com o intuito de comparar graficamente os limites de fornecimento de potência ativa e reativa, foram traçadas as curvas de capacidade, tomando como referência o Conversor 2, considerando as diferentes condições de operação avaliadas nos cenários simulados nas seções anteriores. As curvas para os limites impostos devido à corrente máxima e à tensão máxima dos conversores foram calculadas com base no que foi apresentado na Seção 3.1. Na Figura 4.45 é possível observar as curvas para as três estratégias de PWM simuladas, considerando uma tensão de $500V$ no barramento CC, que é a condição do Cenário 1.

Nota-se que o limite dado pela tensão máxima com o uso do SPWM, em vermelho na Figura 4.45, é da ordem de 0,7 a 0,8 p.u., consideravelmente maior do que a demanda de aproximadamente 0,26 p.u. verificada ao final do período de simulação. Já para o uso do THIPWM e do SVPWM, em verde e amarelo, respectivamente, o limite dado pela tensão máxima é ainda maior, fazendo com que o limite mais restritivo passe a ser aquele imposto pela corrente máxima do conversor.

O ponto de operação desejado, a ser considerado para fins de comparação das curvas de capacidade, é aquele observado ao final do Cenário 1, por representar a condição mais confortável para o conversor. Ele está representado pelo asterisco azul na Figura 4.45, ilustrando

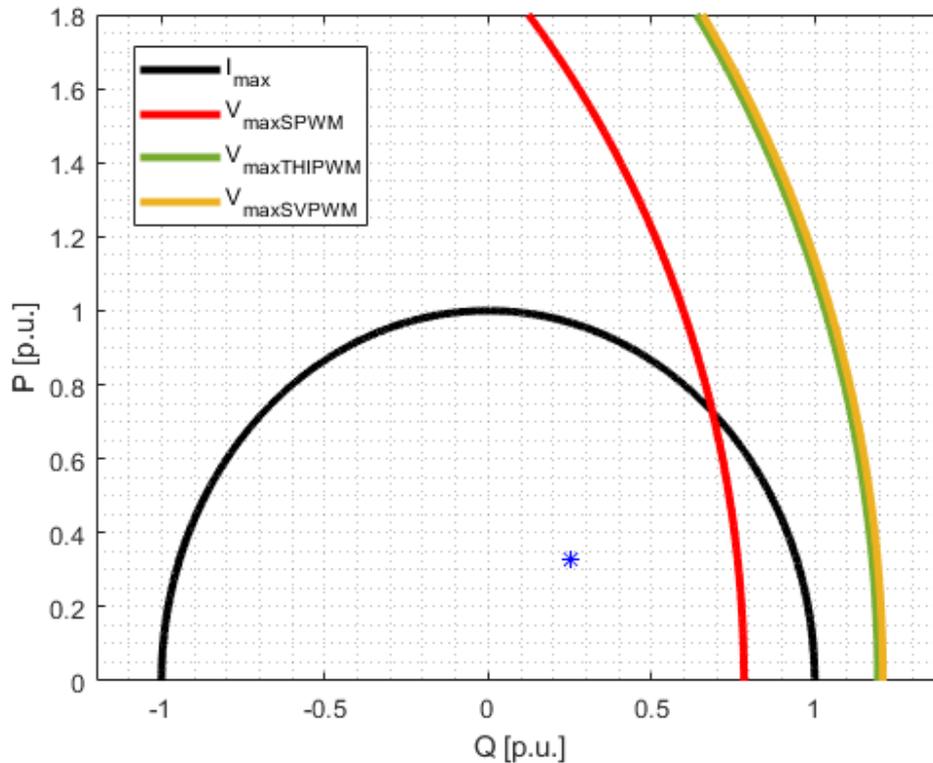


Figura 4.45: Curva de capacidade para $V_{CC} = 500V$

uma considerável margem para os limites de potência, quaisquer que seja a técnica de PWM adotada.

Agora, na Figura 4.46, é possível observar as curvas de capacidade para as três estratégias de PWM simuladas, considerando uma tensão de $385V$ no barramento CC, que é a condição dos cenários 2, 3 e 4. Nota-se que o limite dado pela tensão máxima com o uso do SPWM, em vermelho, já é consideravelmente menor, chegando a um máximo de cerca de 0,3 p.u., o que faz com que o ponto de operação desejado leve o conversor até este limite ao utilizar o SPWM, conforme observado no Cenário 2.

Em relação às curvas para o uso do THIPWM e do SVPWM, em verde e amarelo, respectivamente, o limite devido à tensão máxima é maior, por conta do maior aproveitamento da tensão do barramento CC explicado no Capítulo 3. Observa-se que para ambas as estratégias o limite de potência reativa fica em torno de 0,5 p.u., garantindo o atendimento à demanda de reativos sem comprometer o fornecimento de potência ativa, conforme observado nos cenários 3 e 4.

Na Figura 4.47 é possível observar as curvas de capacidade para as três estratégias de PWM simuladas, considerando uma tensão de $350V$ no barramento CC, que é a condição dos cenários 5, 6 e 7. Nota-se que o limite dado pela tensão máxima com o uso do SPWM, em vermelho, é ainda menor, chegando a um máximo de pouco mais de 0,2 p.u., o que representa um comprometimento da capacidade de suporte de reativos, conforme observado no Cenário 7.

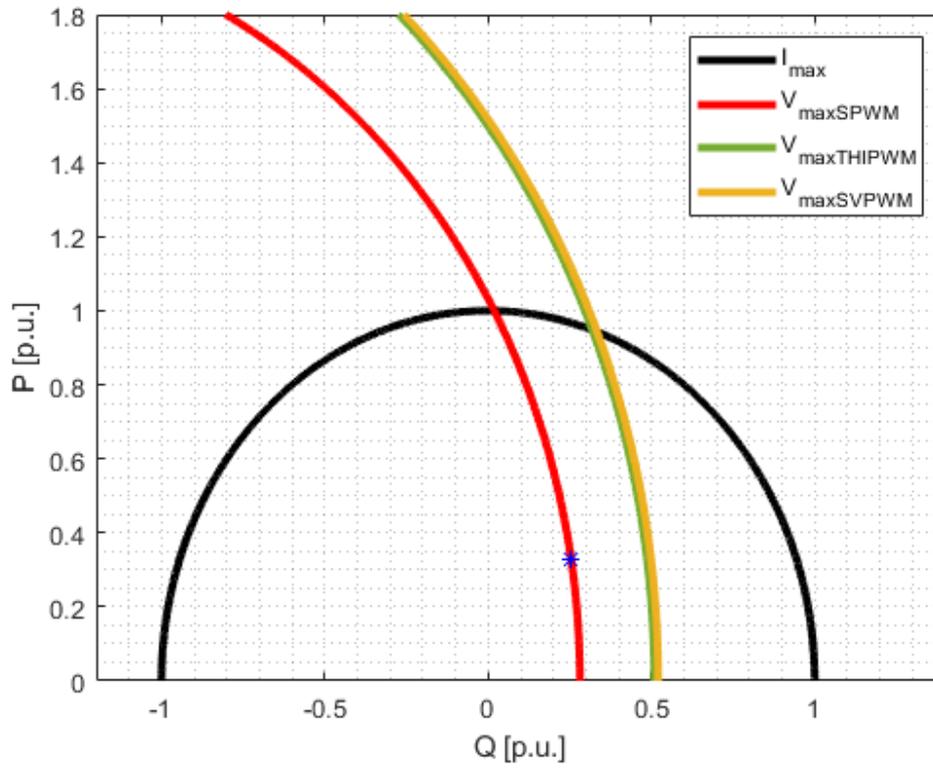


Figura 4.46: Curva de capacidade para $V_{CC} = 385V$

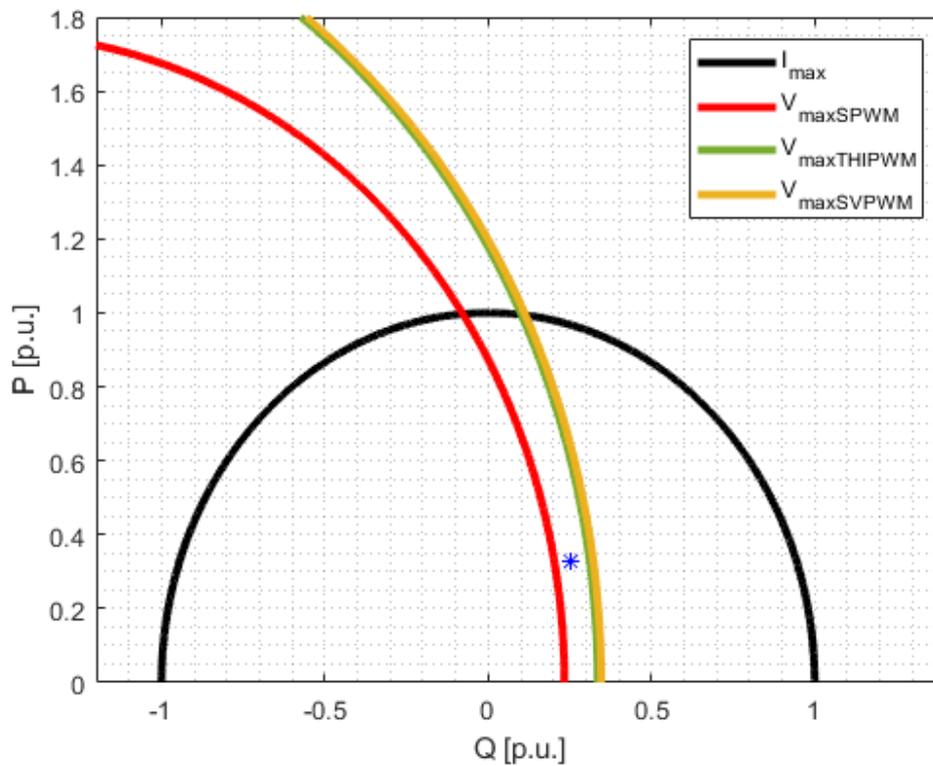


Figura 4.47: Curva de capacidade para $V_{CC} = 350V$

Em relação às curvas para o uso do THIPWM e do SVPWM, em verde e amarelo, res-

pectivamente, o limite devido à tensão máxima novamente é maior. Observa-se que para ambas as estratégias o limite de potência reativa fica acima de 0,3 p.u., garantindo o atendimento à demanda de reativos, mais uma vez, sem comprometer o fornecimento de potência ativa, conforme observado nos cenários 5 e 7. A Figura 4.47 ilustra com clareza que o ponto de operação desejado, representado pelo asterisco azul, só é factível com a adoção do THIPWM ou do SVPWM, ficando fora da região de operação com o SPWM.

4.10 Conclusão

Neste capítulo foram realizados ensaios de simulação em diversos cenários, baseados na premissa de verificar a margem de suporte de reativos dos conversores operando com diferentes técnicas de PWM, apresentada no Capítulo 3. Para realizar as simulações foram utilizados os modelos dos REDs, sistemas de controle e modos de operação apresentados no Capítulo 2.

O Cenário 1 foi realizado considerando uma configuração mais comum nas MRs atuais, ou seja, os conversores operando com o SPWM e com uma tensão no barramento CC alta o suficiente para alcançar a tensão desejada na saída dos conversores, com certa margem de folga. Nestas condições, os conversores não apresentaram maiores problemas para atender às demandas de potência ativa e reativa, tanto com a MR conectada como ilhada, sem significativa queda na tensão de saída ou THD.

No Cenário 2 foi considerada uma configuração para forçar a condição limítrofe teórica de sobremodulação nos conversores, ainda operando com o SPWM e com uma tensão de 385V no barramento CC. Já foi possível verificar pequenas oscilações sustentadas na frequência, uma redução do valor de regime da tensão de saída dos conversores e ligeiras reduções também no fornecimento de potência ativa e reativa, sinalizando o esgotamento dos recursos do conversor.

A partir do Cenário 2, nos Cenários 3 e 4 foi proposto que os conversores operassem com o THIPWM e o SVPWM, respectivamente, em substituição ao SPWM, a fim de verificar os impactos destas alterações. Pode-se observar que as oscilações sustentadas na frequência foram menores e que não houve redução significativa nos valores de regime da tensão de saída e das potências ativa e reativa, indicando um melhor desempenho dos conversores no atendimento às cargas da MR e no suporte de reativos, em ambos os casos.

Já nos Cenários 5 e 6 foi proposto que os conversores operassem com o THIPWM e o SVPWM, respectivamente, e com uma tensão de 350V no barramento CC. Verificou-se que a demanda adicional de suporte de reativos não provocou grandes oscilações nas grandezas, tampouco redução no fornecimento de potência, representando um desempenho satisfatório dos conversores no atendimento às cargas da MR e no suporte de reativos, em ambos os casos.

No Cenário 7 a tensão do barramento CC foi mantida em 350V e os conversores voltaram a operar com o SPWM. Pôde-se observar que, mesmo com a MR conectada, os conversores não

conseguiram manter os valores de referência de tensão e potência ativa, conforme era esperado com base na teoria abordada ao longo do Capítulo 3. De maneira geral, isto é, em todas as grandezas elétricas, houve uma oscilação maior e mais prolongada quando da ocorrência do ilhamento, demonstrando a dificuldade dos conversores para re-estabilizar a MR. Verificou-se, ainda, que com a demanda adicional de suporte de reativos as grandezas sofreram uma nova queda e estabilizaram em valores consideravelmente abaixo das referências, confirmando uma redução no fornecimento de potência ativa pelos conversores 2 e 3 por atingimento dos limites impostos pela tensão máxima de saída.

Ao término, foi apresentada uma comparação dos limites de fornecimento de potência dos conversores para as três estratégias de PWM simuladas, representados graficamente através das curvas de capacidade para os três níveis de tensão CC considerados nos cenários simulados. Com esta ferramenta, pôde-se constatar o ganho na margem de fornecimento de potência reativa proporcionado pelo uso do THIPWM e do SVPWM em relação ao SPWM, demonstrando um melhor aproveitamento da tensão disponível no barramento CC para a prestação de serviços de suporte na MR.

Capítulo 5

Conclusão

Este trabalho contemplou a definição, conceito, características e aspectos do controle e operação de MRs, como o controle hierárquico de MRs, o controle primário através do método de *droop* e o controle nos modos conectado e ilhado. Foram revisados, ainda, os modelos de conversores eletrônicos de potência CC/CA, com foco nos VSCs controlados por corrente e tensão, nos modelos do filtro CA e dos controles internos e nos modos de operação do conversor.

Dentro da operação de MRs, o tema abordado foi a utilização dos conversores para a prestação de serviços ancilares, com ênfase para o suporte de reativos, potencializada pelo uso de estratégias de modulação PWM que maximizem o aproveitamento da tensão do barramento CC. Através de um levantamento bibliográfico de estudos sobre o tema, observou-se que grande parte deles focam especificamente nas estratégias de PWM e sua implementação técnica, sem relacionar diretamente seu uso ao contexto de serviços ancilares em MRs. Desta forma, este trabalho buscou abordar algumas técnicas de PWM presentes na literatura, como o THIPWM e o SVPWM, com enfoque na sua utilização para aplicações de MRs e visando analisar sua contribuição para um melhor aproveitamento dos conversores como prestadores de serviços de suporte.

Para entender melhor os limites de operação dos conversores, em relação ao fornecimento de potência ativa e reativa, foi estudada a teoria para elaboração de uma curva de capacidade para o conversor, semelhante a de uma máquina síncrona, e percebeu-se a influência da tensão do barramento CC no limite de suporte de reativos. Foram estudadas, então, as abordagens mais tradicionais para elevação desta tensão, que dizem respeito à etapa de conversão CC/CC entre a fonte primária e o conversor, percebendo-se implicações desta elevação no dimensionamento dos componentes do conversor CC/CC, o que impacta seu tamanho e custo. Como alternativa, considerou-se estudar diferentes estratégias de modulação PWM, buscando um maior aproveitamento da tensão do barramento CC ao invés de sua elevação. A primeira técnica de PWM estudada foi a mais comumente utilizada, o SPWM, detalhando a teoria a seu respeito e a modelagem matemática para servir como base de comparação às demais. Em seguida, estudou-se a teoria e a modelagem matemática das estratégias THIPWM e SVPWM, demonstrando a possibilidade de um ganho no aproveitamento da tensão CC de cerca de 15% em relação ao SPWM.

Em seguida, foram implementados os modelos estudados no ambiente MATLAB SIMULINK para realização das simulações. A MR modelada teve como base a MR laboratorial em implementação no campus da UNIOESTE em Foz do Iguaçu, em parceria com a Itaipu Binacional, e foram simulados sete diferentes cenários de operação, contemplando variações na tensão do barramento CC dos conversores, mudança da estratégia de PWM utilizada e eventos de ilhamento da MR e demanda de reativos. De modo geral, observou-se que, quando há suficiente margem de folga na tensão CC, qualquer uma das estratégias atende satisfatoriamente às demandas simuladas. Entretanto, para cenários com a tensão CC limitada, os conversores operando com SPWM não são capazes de atender à demanda de reativos sem comprometer o fornecimento de potência ativa e a tensão de saída. Já para os cenários em que se utilizaram o THIPWM e o SVPWM nas mesmas condições de tensão CC, os conversores mantiveram o valor da tensão de saída muito próximo à referência e conseguiram atender à demanda de reativos sem redução na potência ativa entregue às cargas. Considerando que ambas estratégias apresentaram desempenho semelhante, pode-se considerar que o THIPWM é vantajoso em relação ao SVPWM por ter uma implementação mais simples e que representa uma oneração menor para o sistema de processamento.

Os limites de potência dos conversores para cada um dos cenários simulados foram representados através das curvas de capacidade. Esta ferramenta gráfica permitiu visualizar o ganho no limite de suporte de reativos para uma mesma tensão CC com o uso das estratégias THIPWM e SVPWM em relação ao SPWM. Para os cenários com tensão CC reduzida, demonstrou-se que o ponto de operação desejado ficaria fora dos limites da curva ao utilizar o SPWM, forçando uma redução nos valores de potência ativa para deslocar o ponto de operação para dentro da região factível.

Estes resultados mostram que é possível os conversores de uma MR operarem como provedores de energia às cargas e também como prestadores de serviços de suporte, mesmo com uma tensão mais baixa no barramento CC e as vantagens que isso proporciona — conversores CC/CC menores, mais simples e com menor custo — através de um melhor aproveitamento desta tensão. A adoção de uma estratégia de PWM vantajosa neste sentido pode ser implementada no controle dos conversores e proporcionar ganhos significativos nos limites de fornecimento de potência e, conseqüentemente, na margem para suporte de reativos e outros serviços auxiliares de interesse no contexto de MRs.

5.1 Publicações

Uma análise a respeito das diferentes estratégias de PWM discutidas no Capítulo 3 foi realizada no artigo "Contribuição das estratégias de PWM na prestação de serviços auxiliares em microrredes (autor principal)", o qual foi publicado no XIX Encontro Regional Ibero-Americano do CIGRE (XIX ERIAC 2023) (Olivo, Almeida, Godoy & Bender, 2023). Neste

artigo foi apresentado o contexto dos serviços ancilares em MRs e demonstrado o ganho na tensão máxima de saída do conversor proporcionado pelo uso de técnicas como o THIPW e o SVPWM, refletido no aumento dos limites de suporte de reativos observados através de sua curva de capacidade.

Também foram resultados deste trabalho contribuições para a escrita do artigo "Avaliação do Desempenho Dinâmico de Técnicas de *Phase-Locked Loop* Aplicadas a Microrredes (coautor)", o qual foi publicado no XIX Encontro Regional Ibero-Americano do CIGRE (XIX ERIAC 2023) (Bender, Almeida, Godoy & Olivo, 2023). Neste artigo foi analisado o comportamento do conversor operando com diferentes técnicas de PLL quando da ocorrência de eventos como o ilhamento da MR, do ponto de vista de grandezas como a frequência e a tensão.

5.2 Trabalhos Futuros

Como continuação do presente trabalho, poder-se-ia realizar a implementação prática das estratégias de PWM estudadas no laboratório de MRs da Unioste, utilizado como base a modelagem do sistema teste apresentado na Seção 4.1, considerando os cenários operativos apresentados no Capítulo 4 e outros de interesse, a fim de obter resultados reais que pudessem ser comparados aos das simulações.

Outra proposta de trabalho seria estudar novas estratégias de PWM ou, ainda, analisar a contribuição destas quando considerada a prestação de outros serviços ancilares de interesse no contexto de MRs, tais como a compensação de harmônicos e a compensação de desbalanço de tensão. Também poderia ser considerado outro modelo de MR, com mais conversores em paralelo e com conversores operando com diferentes técnicas de PWM, de acordo com seu modo de operação. Ainda, com relação à curva de capacidade, seria interessante avaliar a influência de ajustes de proteção nos limites de potência do conversor.

Referências Bibliográficas

- Adib, A., Lamb, J. & Mirafzal, B. (2018). Atypical pwm for maximizing 2l-vsi dc-bus utilization in inverter-based microgrids with ancillary services, *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2343–2348. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 11.
- Adib, A., Lamb, J. & Mirafzal, B. (2019). Ancillary services via vsis in microgrids with maximum dc-bus voltage utilization, *IEEE Transactions on Industry Applications* **55**(1): 648–658. Citado na página 9.
- Albarracín, R. & Alonso, M. (2013). Photovoltaic reactive power limits, *2013 12th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, pp. 13–18. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- Amir, A., Amir, A., Che, H. S., Elkhateb, A. & Rahim, N. A. (2019). Comparative analysis of high voltage gain dc-dc converter topologies for photovoltaic systems, *Renewable Energy* **136**: 1147–1163.
URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148118311637> Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.
- Behera, M. K. & Saikia, L. C. (2022). An improved voltage and frequency control for islanded microgrid using bpf based droop control and optimal third harmonic injection pwm scheme, *IEEE Transactions on Industry Applications* **58**(2): 2483–2496. Citado 3 vezes nas páginas 10, 48 e 49.
- Bender, S. G., Almeida, A. B. D., Godoy, P. T. D. & Olivo, D. (2023). Avaliação do Desempenho Dinâmico de Técnicas de Phase-Locked Loop Aplicadas a Microrredes, *XIX ERIAC - Encontro Regional Ibero-Americano do CIGRE-ERAC*, Foz do Iguaçu. Citado na página 96.
- Bidram, A. & Davoudi, A. (2012). Hierarchical structure of microgrids control system, *IEEE Transactions on Smart Grid* **3**(4): 1963–1976. Citado 6 vezes nas páginas 13, 14, 17, 18, 19 e 21.
- Bidram, A., Davoudi, A., Lewis, F. L. & Guerrero, J. M. (2013). Distributed cooperative secondary control of microgrids using feedback linearization, *IEEE Transactions on Power Systems* **28**(3): 3462–3470. Citado 5 vezes nas páginas 14, 16, 17, 26 e 29.
- Bobrowska-Rafal, M., Rafal, K., Jasinski, M. & Kazmierkowski, M. (2011). Grid synchronization and symmetrical components extraction with pll algorithm for grid connected power electronic converters - a review, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences* **59**(No 4): 485–497. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- Buck-Boost PWM DC-DC Converter* (2013). John Wiley Sons, Ltd, chapter 4, pp. 145–194.
URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119009597.ch4> Citado na página 42.
- Das, D., Gurralla, G. & Shenoy, U. J. (2017). Transition between grid-connected mode and islanded mode in VSI-fed microgrids, *Sadhana - Academy Proceedings in Engineering*

Sciences **42**(8): 1239–1250. Citado na página 21.

- Debouza, M., Al-Durra, A., EL-Fouly, T. H. & Zeineldin, H. H. (2022). Survey on microgrids with flexible boundaries: Strategies, applications, and future trends, *Electric Power Systems Research* **205**: 107765.
URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S037877962100746X> Citado na página 9.
- Deng, Y., Teo, K. H., Duan, C., Habetler, T. G. & Harley, R. G. (2014). A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics* **29**(10): 5204–5217. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 54.
- Di Silvestre, M. L., Gallo, P., Ippolito, M. G., Musca, R., Riva Sanseverino, E., Tran, Q. T. T. & Zizzo, G. (2019). Ancillary services in the energy blockchain for microgrids, *IEEE Transactions on Industry Applications* **55**(6): 7310–7319. Citado na página 38.
- Ela, E., Kirby, B., Navid, N. & Smith, J. C. (2012). Effective ancillary services market designs on high wind power penetration systems, *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–8. Citado na página 37.
- Elbeji, O., Boussada, Z. & Ben Hamed, M. (2017). Inverter control: Comparative study between svm and pwm, *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, pp. 1–6. Citado 5 vezes nas páginas 10, 51, 52, 53 e 54.
- Gkountaras, A. (2017). *Modeling techniques and control strategies for inverter dominated microgrids*, PhD thesis, Universitätsverlag der TU Berlin.
URL: <http://dx.doi.org/10.14279/depositonce-5520> Citado 2 vezes nas páginas 16 e 23.
- Gkountaras, A., Dieckerhoff, S. & Sezi, T. (2015). Evaluation of current limiting methods for grid forming inverters in medium voltage microgrids, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015* pp. 1223–1230. Citado na página 31.
- Golestan, S., Ramezani, M., Guerrero, J. M., Freijedo, F. D. & Monfared, M. (2014). Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines, *IEEE Transactions on Power Electronics* **29**(6): 2750–2763. Citado 3 vezes nas páginas 24, 25 e 26.
- Guerrero, J. M., de Vicuna, L. G., Matas, J., Castilla, M. & Miret, J. (2004). A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems, *IEEE Transactions on Power Electronics* **19**(5): 1205–1213. Citado 3 vezes nas páginas 14, 15 e 17.
- Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., De Vicuña, L. G. & Castilla, M. (2011). Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids - A general approach toward standardization, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58**(1): 158–172. Citado 9 vezes nas páginas 9, 13, 14, 15, 16, 19, 20, 21 e 22.
- He, J. & Li, Y. W. (2011). Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation, *IEEE Transactions on Industry Applications* **47**(6): 2525–2538. Citado na página 18.
- Holmes, D. G. & Lipo, T. A. (2003). *Modulation of One Inverter Phase Leg*, pp. 95–153. Citado 6 vezes nas páginas 43, 44, 45, 48, 49 e 53.
- Holtz, J. (1992). Pulsewidth modulation-a survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **39**(5): 410–420. Citado 3 vezes nas páginas 44, 46 e 48.

- Kumar, G. V. B. & Palanisamy, K. (2020). A review of energy storage participation for ancillary services in a microgrid environment, *Inventions* **5**(4).
URL: <https://www.mdpi.com/2411-5134/5/4/63> Citado na página 37.
- Lamb, J., Mirafzal, B. & Blaabjerg, F. (2018). Pwm common mode reference generation for maximizing the linear modulation region of chb converters in islanded microgrids, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **65**(7): 5250–5259. Citado na página 47.
- Lasseter, R. H. (2001). Microgrids [distributed power generation], *Proc. IEEE Power Engineer. Soc. Winter Meet.* **1**: 146–149. Citado na página 9.
- Lasseter, R. H. (2002). MicroGrids, *Proc. IEEE Power Engineer. Soc. Winter Meet* **1**: 305–308. Citado na página 9.
- Li, Y. W. & Kao, C. N. (2009). An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid, *IEEE Transactions on Power Electronics* **24**(12): 2977–2988. Citado na página 18.
- Lo Calzo, G., Lidozzi, A., Solero, L. & Crescimbin, F. (2015). LC Filter Design for On-Grid and Off-Grid Distributed Generating Units, *IEEE Transactions on Industry Applications* **51**(2): 1639–1650. Citado na página 27.
- Lopes, J. A., Moreira, C. L. & Madureira, A. G. (2006). Defining control strategies for microgrids islanded operation, *IEEE Transactions on Power Systems* **21**(2): 916–924. Citado na página 21.
- Maneesha, A. & Swarup, K. S. (2021). Stochastic optimal bidding strategy for energy and ancillary services in microgrid, *IEEE Transactions on Industry Applications* **57**(6): 5698–5705. Citado na página 37.
- Michal, V. (2016). Dynamic duty-cycle limitation of the boost dc/dc converter allowing maximal output power operations, *2016 International Conference on Applied Electronics (AE)*, pp. 177–182. Citado na página 41.
- Mohamed, Y. A. R. I. & El-Saadany, E. F. (2008). Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics* **23**(6): 2806–2816. Citado 3 vezes nas páginas 16, 26 e 29.
- Oliveira, D., Almeida, A. B. D., Godoy, P. T. D. & Bender, S. G. (2023). Contribuição das estratégias de PWM na prestação de serviços ancilares em microrredes, *XIX ERIAC - Encontro Regional Ibero-Americano do CIGRE-ERAC*, Foz do Iguaçu. Citado na página 95.
- Pinheiro, H., Botterón, F., Rech, C., Schuch, L., Camargo, R. F., Hey, H. L., Gründling, H. A. & Pinheiro, J. R. (2005). Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada, *Sba: Controle Automação Sociedade Brasileira de Automatica* **16**(1): 13–24.
URL: <https://doi.org/10.1590/S0103-17592005000100002> Citado 2 vezes nas páginas 52 e 53.
- Planas, E., Gil-De-Muro, A., Andreu, J., Kortabarria, I. & Martínez De Alegría, I. (2013). General aspects, hierarchical controls and droop methods in microgrids: A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **17**: 147–159. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 17.
- Pourjafar, S., Shayeghi, H., Madadi Kojabadi, H., Maalandish, M. & Sedaghati, F. a. (2020). A coupled inductor based high voltage gain dc-dc converter using interleaved voltage multi-

- plier cells, *IRANIAN JOURNAL OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING* **16**(1).
URL: <http://ijeee.iust.ac.ir/article-1-1469-en.html> Citado na página 41.
- Rao, S. N. V. B., Kumar, Y. V. P., Pradeep, D. J., Reddy, C. P., Flah, A., Kraiem, H. & Al-Asad, J. F. (2022). Power quality improvement in renewable-energy-based microgrid clusters using fuzzy space vector pwm controlled inverter, *Sustainability* **14**(8).
URL: <https://www.mdpi.com/2071-1050/14/8/4663> Citado 2 vezes nas páginas 10 e 54.
- Reznik, A., Simoes, M. G., Al-Durra, A. & Muyeen, S. M. (2014). LCL Filter design and performance analysis for grid-interconnected systems, *IEEE Transactions on Industry Applications* **50**(2): 1225–1232. Citado na página 27.
- Rocabert, J., Luna, A., Blaabjerg, F. & Rodríguez, P. (2012). Control of power converters in AC microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics* **27**(11): 4734–4749. Citado 5 vezes nas páginas 26, 31, 32, 34 e 35.
- Rodrigues de Jesus, V. M., Cupertino, A. F., Xavier, L. S., Pereira, H. A. & Mendes, V. F. (2021). Operation limits of grid-tied photovoltaic inverters with harmonic current compensation based on capability curves, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **36**(3): 2088–2098. Citado na página 40.
- Sabri, Y., El Kamoun, N. & Lakrami, F. (2019). A survey: Centralized, decentralized, and distributed control scheme in smart grid systems, *2019 7th Mediterranean Congress of Telecommunications (CMT)*, pp. 1–11. Citado na página 20.
- Serban, E., Pondiche, C. & Ordonez, M. (2019). Modulation effects on power-loss and leakage current in three-phase solar inverters, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **34**(1): 339–350. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 49.
- Silveira, J. R., Brandao, D. I., Fernandes, N. T., Uturbey, W. & Cardoso, B. (2021). Multifunctional dispatchable microgrids, *Applied Energy* **282**: 116165.
URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261920315713> Citado na página 37.
- Sutikno, T., Purnama, H. S., Widodo, N. S., Padmanaban, S. & Sahid, M. R. (2022). A review on non-isolated low-power DC–DC converter topologies with high output gain for solar photovoltaic system applications, *Clean Energy* **6**(4): 557–572.
URL: <https://doi.org/10.1093/ce/zkac037> Citado 4 vezes nas páginas 10, 38, 41 e 42.
- Tayab, U. B., Roslan, M. A. B., Hwai, L. J. & Kashif, M. (2017). A review of droop control techniques for microgrid, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **76**(November 2016): 717–727. Citado 4 vezes nas páginas 14, 15, 17 e 18.
- Ullah, N. R., Bhattacharya, K. & Thiringer, T. (2009). Wind farms as reactive power ancillary service providers—technical and economic issues, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **24**(3): 661–672. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- Yaakub, M. F., Mohamad, S. H., Ahmad, S., Jidin, A. Z., Noh, F. H. M. & Azlan, N. A. (2016). Simulation of three-phase cascaded h-bridge multilevel inverter with thipwm, *2016 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, pp. 484–488. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 49.
- Yao, W., Chen, M., Matas, J., Guerrero, J. M. & Qian, Z. M. (2011). Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex

impedance on the power sharing, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58**(2): 576–588. Citado na página 18.

Yazdani, A. & Iravani, R. (2010). *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA.

URL: <http://doi.wiley.com/10.1002/9780470551578> Citado 10 vezes nas páginas 9, 22, 23, 24, 25, 28, 29, 30, 45 e 49.

Younis, M., Rahim, N. A. & Mekhilef, S. (2011). Simulation of grid connected thipwm-three-phase inverter using simulink, *2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, pp. 133–137. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 49.