



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

Uso de Técnica de Amortecimento Ativo no Sistema de Eixos Síncronos em Inversores Trifásicos Conectados à RDEE

Pedro Henrique Maciel Sotolani

Campo Grande MS
06 de dezembro de 2019



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

Uso de Técnica de Amortecimento Ativo no Sistema de Eixos Síncronos em Inversores Trifásicos Conectados à RDEE

Pedro Henrique Maciel Sotolani

Orientador: Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Universidade Federal de
Mato Grosso do Sul na Faculdade de
Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e
Geografia, como requisito parcial para
obtenção do título de Engenheiro(a)
Eletricista.

Campo Grande MS
06 de dezembro de 2019

Uso de Técnica de Amortecimento Ativo no Sistema de Eixos Síncronos em Inversores Trifásicos Conectados à RDEE

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de
Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em
Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:



Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito
Orientador



Prof. Dr. Marcio Luiz Magri Kimpara



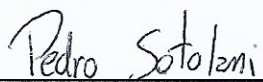
Prof. Dr. Raymundo Cordero Garcia

Campo Grande MS
06 de dezembro de 2019

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Pedro Henrique Maciel Sotolani, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 001.539.633 e CPF nº 046.766.461-78, declaro que o Trabalho de Conclusão de Curso apresentado, com o título **Uso de Técnica de Amortecimento Ativo no Sistema de Eixos Síncronos em Inversores Trifásicos Conectados à RDEE** é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 06 de dezembro de 2019.


Pedro Henrique Maciel Sotolani

AGRADECIMENTOS

À minha mãe, Mariluci, por desde pequeno me mostrar o valor da educação e me proporcionar um ambiente de amor, carinho e respeito, sem o qual eu não conseguiria estar aqui hoje.

À minha namorada, Samella, por estar presente ao meu lado durante toda esta jornada, me apoiando nos momentos de dificuldade e comemorando cada vitória conquistada.

Aos meus amigos construídos dentro do curso, Gustavo, Marcos, Tales, Wislayne e especialmente o Egon, pelos momentos de alegria compartilhados nestes 5 anos.

Ao corpo docente do curso de Engenharia Elétrica, pelo grande aprendizado proporcionado, a qual serei eternamente grato.

Aos professores, Dr. Marcio Luiz Magri Kimpara e Dr. Raymundo Cordero García, por aceitarem o convite de fazer parte de minha banca avaliadora, compartilhando comigo este momento tão importante.

Em especial ao professor Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito, pela total disponibilidade, atenção e paciência demonstradas diante de minhas inúmeras dúvidas, contribuindo imensamente para minha formação profissional.

RESUMO

A demanda por soluções alternativas às fontes energéticas convencionais, não renováveis e poluentes, promoveu um aumento de operação no modelo conhecido como Geração Distribuída. A energia solar, por sua vez, tem grande potencial de crescimento, devido aos altos índices de irradiação no território brasileiro. Neste contexto, o presente trabalho objetiva-se a desenvolver um sistema inversor trifásico, que operará com tensão proveniente de um barramento CC, gerada por uma associação de painéis fotovoltaicos, e em conexão com a rede elétrica através de um filtro LCL. Sua capacidade de atenuação em altas frequências e redução considerável de volume, quando em comparação ao filtro L, faz de sua escolha uma solução atrativa. Para contornar o problema de ressonância, característica de sua planta de terceira ordem, foi-se necessário a utilização de técnicas de amortecimento ativo, em específico, a virtualização da resistência por meio da corrente do capacitor. Para utilização de um PI convencional e controle independente de potência ativa e reativa, houve a necessidade de transformação do sistema para os eixos de referência síncrona girante. Os resultados avaliados demonstraram a capacidade da malha interna de corrente ser controlada através de referências contínuas, mantendo amplitude e fase de acordo com a rede, e baixo índice de DHT (Distorção Harmônica Total). Pôde-se também examinar a variação dos níveis de potência para diferentes estados de operação, comprovando a possibilidade de controle independente de ativo e reativo. O *software* MATLAB/Simulink® foi utilizado para a simulação do sistema.

Palavras-Chave: amortecimento ativo, eixos de referência síncrona, filtro LCL.

ABSTRACT

The Distributed Generation concept have been increased in the last decades, mostly due to the high demand for renewable and green energy sources. In Brazil, the solar energy has a great potential. The irradiance in all its territory is above the global average. In this context, this work aims to develop a three-phase inverter system, with the voltage level provided by a DC bus connected to an association of solar panels, and connected to the power grid by LCL filter. Its high frequency attenuation capability and undersized volume, compared to a L-filter, make it as an attractive choice. Active damping methods, like the virtual resistance feedback, were implemented to overpass the resonance drawback. To control the system using only conventional controllers (e.g. PI), the synchronous reference frame theory was used. The active and reactive power flow were controlled independently. The results showed that the current internal loop was successfully controlled by continuous references, in phase and with the same magnitude as the grid, alongside the low THD factor. The power variation was also analyzed, in different operation states, proving the possibility of active and reactive independent control. The computational simulations were performed in the MATLAB/Simulink® environment.

Keywords: active damping, synchronous reference frame, LCL filter.

LISTA DE FIGURAS

<i>Número</i>	<i>Página</i>
Figura 1.1	Aumento anual da capacidade de potência de energias renováveis12
Figura 1.2	(a) Participação de cada fonte na GD (b) Matriz elétrica brasileira13
Figura 1.3	Configuração de GD conectada à RDEE13
Figura 1.4	Efeito da irradiância nas características de um módulo FV comercial.....15
Figura 1.5	Filtro LCL.....16
Figura 1.6	Análise em frequência de plantas com filtro L e LCL.....17
Figura 2.1	Sistema típico FV conectado à RDEE20
Figura 2.2	Inversor trifásico conectado à RDEE por filtro LCL.....21
Figura 2.3	Transformação dos eixos de referência para sistemas trifásicos23
Figura 2.4	Diagrama de blocos do sistema no eixo de referência síncrona24
Figura 2.5	Circuito equivalente no referencial síncrono com e sem acoplamento25
Figura 2.6	Circuito de amortecimento passivo27
Figura 2.7	Diagrama de blocos da planta com amortecimento passivo28
Figura 2.8	Diagrama de blocos da planta com amortecimento ativo29
Figura 2.9	Comparação da análise em frequência de $G_{imA}(s)$ e $G_{imP}(s)$30
Figura 3.1	Relação entre a atenuação em f_{sw} e a constante r37
Figura 3.2	Diagrama de Bode da planta com e sem amortecimento.....40
Figura 3.3	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.....40
Figura 3.4	Resposta em frequência da planta compensada45
Figura 4.1	Diagrama de controle do inversor.....47
Figura 4.2	Correntes da rede em regime permanente49

Figura 4.3	Correntes da rede no eixo direto e em quadratura	50
Figura 4.4	Análise da FFT da corrente da rede	50
Figura 4.5	Corrente sobre o indutor do lado do inversor	51
Figura 4.6	Resposta da planta sob variação da referência de corrente	52
Figura 4.7	Correntes do eixo direto e em quadratura da Figura 4.6	52
Figura 4.8	Variação das correntes da rede de acordo com a potência ativa	53
Figura 4.9	Potência trifásica medida a partir de tensão e corrente da rede	54
Figura 4.10	Resposta das malhas de potência ativa e reativa ao degrau	55
Figura 4.11	Corrente da rede da fase A sob variação de potência	56
Figura 4.12	Variação de fase da corrente sob mudança do fluxo de reativo	56
Figura 4.13	Detalhe das correntes da rede no instante de variação de reativo	57
Figura 4.14	Corrente da rede nos eixos síncronos sob variação de potência	57

LISTA DE TABELAS

<i>Número</i>		<i>Página</i>
Tabela 2.1	Valores dos componentes da planta da Figura 2.9	29
Tabela 3.1	Parâmetros de projeto.....	34
Tabela 3.2	Valores dos componentes da etapa de filtragem	39

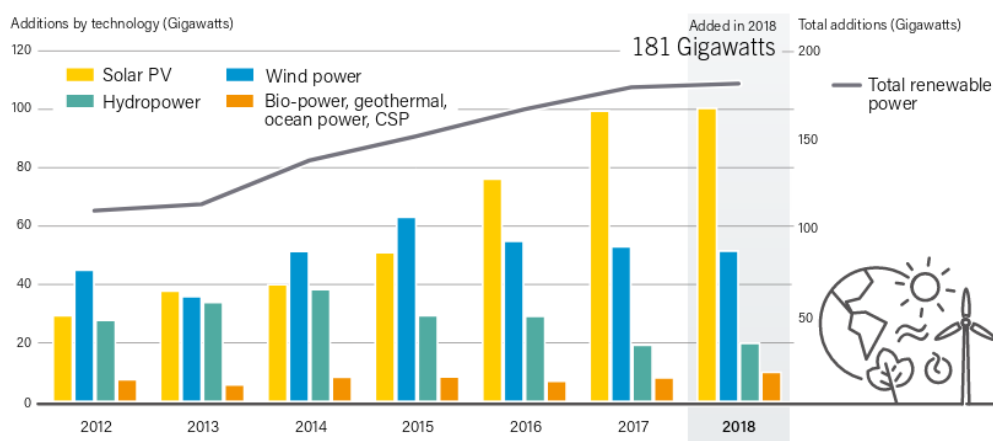
SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	12
1.1. Revisão bibliográfica	14
1.2. Justificativa	18
1.3. Objetivos	19
1.3.1. Objetivo Geral.....	19
1.3.2. Objetivos Específicos	19
1.4. Organização do Trabalho.....	19
2. MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA	20
2.1. Modelagem do inversor trifásico nas coordenadas abc	20
2.2. Transformação para o referencial síncrono	21
2.3. Técnicas de amortecimento	26
2.3.1. Amortecimento Passivo	26
2.3.2. Amortecimento Ativo via Resistência Virtual.....	27
2.4. Controlador SRFPI	30
2.5. Modelagem das malhas de potência	31
3. METODOLOGIAS DE PROJETO	34
3.1. Dimensionamento dos componentes do filtro.....	34
3.2. Projeto do controlador da malha de corrente.....	40
3.3. Projeto do controlador das malhas de potência.....	45
4. RESULTADOS E SIMULAÇÕES.....	47
4.1. Controle por referência de corrente	48
4.1.1. Análise em regime permanente	49
4.1.2. Resposta à variação da referência em degrau	51
4.2. Controle por referência de potência	53
4.2.1. Operação com potência reativa nula.....	53
4.2.2. Variação na referência de potência ativa e reativa.....	54
5. CONCLUSÕES GERAIS	58
6. REFERÊNCIAS	61

1. INTRODUÇÃO

A procura por soluções alternativas às fontes energéticas convencionais, não renováveis e poluentes, promoveu um ritmo de intenso crescimento do setor nos últimos anos. Em todo o mundo, estima-se que somente em 2018 foram adicionados 181 GW de capacidade instalada por fontes renováveis, como mostrado na Figura 1.1. Destes, 100 GW provém de painéis solares, uma parcela de 55% do grupo. Em segundo lugar está a energia eólica (28%), e em terceiro a hídrica (11%) [1].

Figura 1.1 Aumento anual da capacidade de potência de energias renováveis

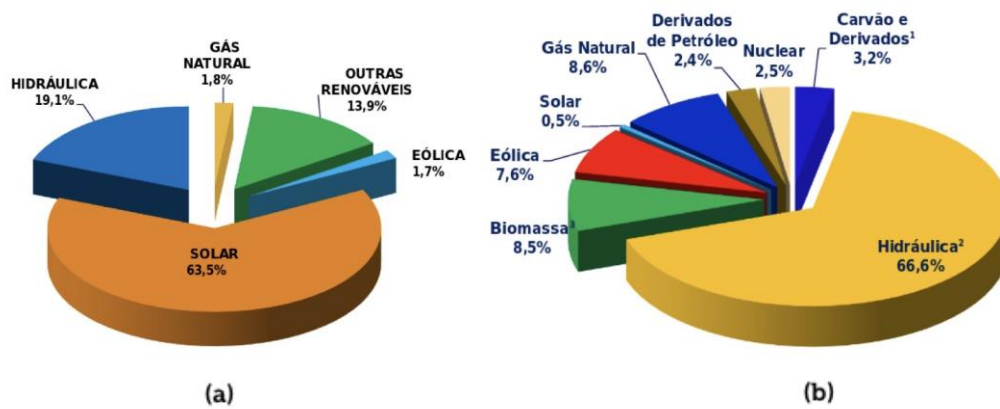


Fonte: [1]

A utilização de sistemas fotovoltaicos (FV) possibilitou também um aumento de operação no modelo conhecido como geração distribuída (GD), que se divide entre microgeração, para potência instalada inferior ou igual a 75 kW, e minigeração, para valores entre 75 kW e 5 MW, de acordo com a Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012. No Brasil, o acréscimo foi de 131% entre 2017 e 2018. Pode-se visualizar pela Figura 1.2, que deste total, 63,5% da capacidade são disponibilizadas por fontes solares. Entretanto, ao se considerar a matriz elétrica brasileira, contemplando a geração centralizada, sua representatividade é menor que 1% [2].

A contribuição da energia solar à GD ocorre por conta da facilidade com que sistemas de pequeno e médio portes podem ser instalados em residências ou edifícios, de modo que produzam a energia que irão consumir e despachem o excedente para a rede de distribuição de energia elétrica (RDEE) [2]. Este tipo de sistema é conhecido como *on-grid* ou *grid-tied*.

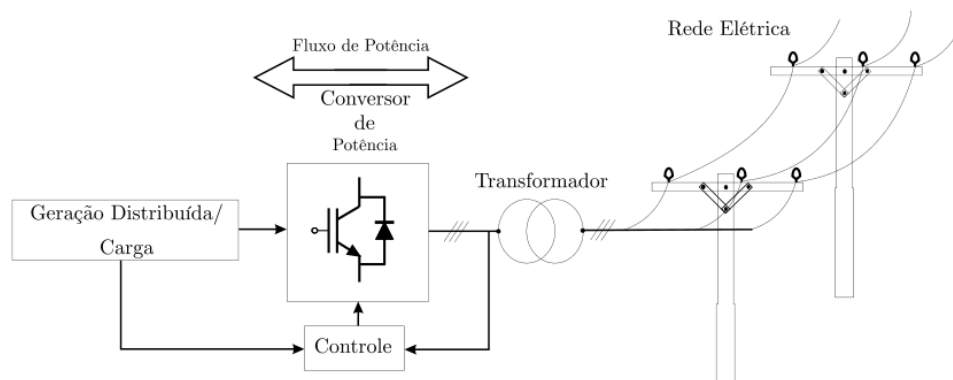
Figura 1.2 (a) Participação de cada fonte na GD (b) Matriz elétrica brasileira



Fonte: Adaptado de [3]

Uma configuração usual para utilização deste sistema pode ser vista na Figura 1.3. Do ponto de vista do consumidor, este modelo apresenta-se como sendo menos custoso, menos complicado e mais sustentável que a utilização de bancos de baterias [4], além de requerer menor manutenção [5]. A necessidade da operação em paralelo com a fonte principal (rede) advém da dependência dos painéis FV de condições climáticas favoráveis, uma vez que são consideravelmente afetados por baixos níveis de irradiação solar e/ou descontinuidades periódicas (sombreamento, dias chuvosos e/ou nublados), destacando-se a intermitência natural de geração de energia desta fonte renovável. A rede se mantém disponível para o fornecimento independente de horário, clima ou aumento de carga.

Figura 1.3 Configuração de GD conectada à RDEE



Fonte: [6]

Há, contudo, certa preocupação por parte das distribuidoras quanto ao impacto deste aumento excessivo de painéis conectados à RDEE. Ainda que esta configuração possa contribuir para a redução de perdas no Sistema Interligado Nacional (SIN) em razão da distância entre as plantas de geração e os centros consumidores [2], há um aumento de complexidade para planejamento e operação, uma vez que o sistema de distribuição torna-se ativo, em vez de redes passivas, com fluxo bidirecional de potência [7].

Neste cenário de aumento de procura por fontes de energia alternativas, preocupação com qualidade da energia elétrica, criada pela mudança de perfil de carga dos consumidores, e necessidade de garantir a segurança do sistema de distribuição, diversos esforços têm sido realizados por parte de pesquisadores com o intuito de prover as soluções necessárias.

1.1. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

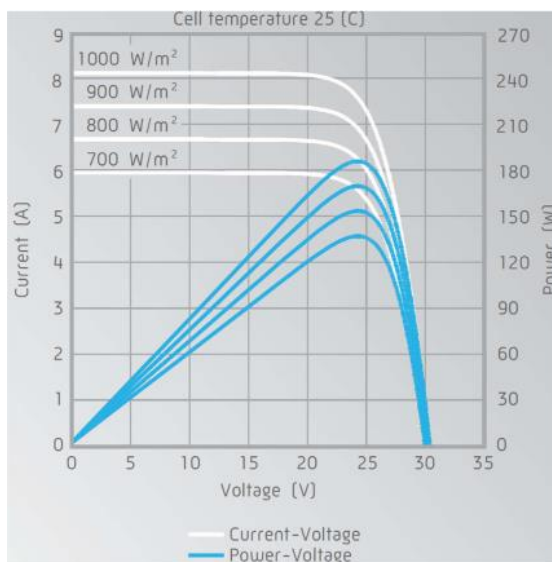
Evidencia-se durante o estudo do aproveitamento de energia solar fotovoltaica, o papel fundamental dos conversores eletrônicos de potência, principalmente o sistema inversor, quando o sistema está conectado à rede elétrica. Historicamente, este tipo de utilização só foi introduzido em 1980 e aprimorado nos anos 90, com o uso massivo de transistores do tipo IGBT e MOSFET. O foco neste período inicial foi a eficiência dos conversores, devido ao seu alto custo. Com sua popularização uma vasta diversidade de topologias surgiu no mercado, buscando redução de custos e melhoria de eficiência [8].

Os sistemas do tipo *Central*; *string*; *multi-string* e *module integrated* são algumas das principais formas de conexão direta entre painéis ou associação de painéis fotovoltaicos ao estágio de conversão CC-CA. Suas diferenças implicam em características que levam não somente a eficiência em consideração, mas também custos de manutenção e instalação, tamanho, número de fases, capacidade de potência e o efeito do sombreamento de algum módulo sobre o desempenho total [5].

A eficiência reduzida de conversão solar/elétrica, especialmente sob baixas irradiações e, a necessidade de se diminuir o alto custo de geração de energia pelas células FV direcionou os esforços iniciais na tentativa de manter o ponto de operação do sistema sobre máxima eficiência a qualquer momento do dia [9]. Devido às características não lineares de

tensão-corrente (V-I) e potência-tensão (P-V), mostrados na Figura 1.4, dependentes da intensidade de irradiância, temperatura e desgaste dos módulos FV, para cada nível de irradiância (considerando uniformidade desta no FV), há apenas um único ponto em que pode ser extraído a máxima potência, conhecido como MPP (*Maximum Power Point*) [10].

Figura 1.4 Efeito da irradiância nas características de um módulo FV comercial



Fonte: [11]

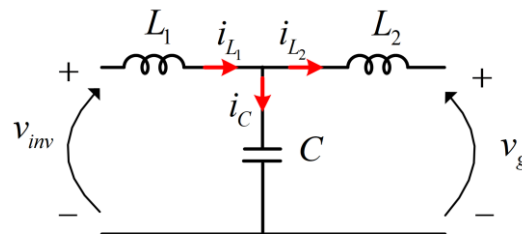
Decorrente desta constatação, diversos métodos para rastreamento deste ponto vêm sendo desenvolvidos, chamados de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). Eles variam em flexibilidade, número de sensores necessários, velocidade de convergência, custo, dificuldade de implementação, entre outros. O número de artigos com este tema aumentou consideravelmente nas últimas décadas, e ainda permanece forte. Há, entretanto, na literatura mais recente, uma tendência de revisão de métodos já estabelecidos [12]. Dentre eles, se destacam pela larga utilização, o método Perturba e Observa (P&O) e o algoritmo de condutância incremental (InC) [13], [14].

Com a popularização dos painéis FV e o aumento no número de participantes da GD, houve também a necessidade de revisão de algumas normas que regulamentam padrões técnicos de operação. Conectar uma grande quantidade de sistemas fotovoltaicos à rede representa uma ameaça à sua integridade e estabilidade [15]. Dentre as principais regulamentações estão a IEEE 1547, IEEE 929-2000, IEEE 519, NFPA 70, UL 174, IEEE 1547.8 e NBR IEC 62116 e NBR 16149. Os principais requisitos abordados dizem respeito à

conexão, proteção e segurança: distúrbios de tensão e frequência; isolamento dos equipamentos; desconexão para faltas; anti-ilhamento e de qualidade da energia: mitigação de harmônicos; limitação de injeção de corrente contínua; flutuação de tensão e fator de potência [16].

Devido ao uso do sistema inversor surgem inevitavelmente componentes harmônicas associadas à frequência de chaveamento de seus transistores. Para reduzi-las, é necessário um estágio de filtragem com característica indutiva ao acoplá-lo à rede. Em primeiro momento a solução adotada está na utilização de um filtro do tipo L. O método de dimensionamento deste filtro é simples além de simplificar o sistema de controle para sistemas *on-grid*. No entanto, quanto maior for a potência processada pelo filtro, maior será o seu tamanho, em níveis tais que possa ser impeditiva a sua utilização [17]. Uma solução alternativa e atrativa para este problema é a utilização de um filtro LCL (Figura 1.5). Sua característica é de um filtro passa-baixa de terceira ordem. É possível, portanto, que se obtenha a mesma atenuação do filtro L com menores volumes de componentes. Assim, diminui-se custos de fabricação e o tamanho/volume global do filtro [18].

Figura 1.5 Filtro LCL

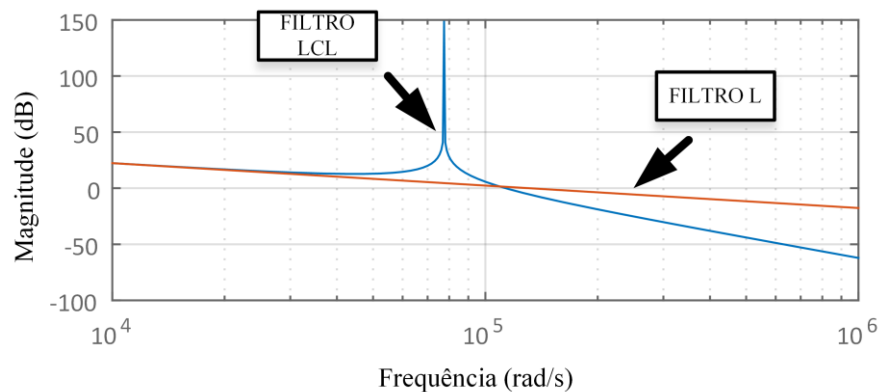


Fonte: Próprio autor

Como desvantagem, porém, a utilização do filtro LCL traz consigo um problema de ressonância, conforme mostrado na Figura 1.6. Para contorná-lo, diversos métodos de amortecimento ativo e passivo vêm sendo propostos na literatura. Em [18] é utilizado o amortecimento mais simples e muito difundido em aplicações de baixa potência. Um resistor em série é adicionado ao ramo do capacitor. As perdas por efeito Joule, entretanto, não podem ser ignoradas em sistemas fotovoltaicos de grande potência conectados à rede, pois a corrente do capacitor assume valores elevados [19]. Para tentar contornar este problema, outras topologias de inserção de componentes no circuito foram propostas em [20], dividindo o capacitor em dois ramos e só inserindo o resistor em um, e em [21], adicionando um indutor de *bypass* na resistência.

O método de amortecimento ativo, por sua vez, aparece na literatura com muito mais frequência. Ele pode ser utilizado com técnicas do tipo: atraso-avanço e resistência virtual. A utilização da resistência virtual necessita de sensores adicionais para ler, geralmente, tensão ou corrente no capacitor. Estas medidas são aplicadas no circuito de controle para ter um efeito equivalente da resistência física. No método atraso-avanço, a tensão do capacitor é geralmente lida e a ressonância é eliminada pela compensação na malha de controle da corrente [22]. Há a estratégia também de inseri-lo em cascata com o compensador, não necessitando medir variáveis adicionais. Sua desvantagem se encontra na limitação do amortecimento e na própria variação da indutância de rede. A utilização de métodos como o algoritmo genético para determinação dos parâmetros dos compensadores traz o benefício da dispensa dos sensores. Sua implementação de forma *on-line*, no entanto, é muito mais complexa [23].

Figura 1.6 Análise em frequência de plantas com filtro L e LCL



Fonte: Próprio autor

Outro método não citado, mas também frequentemente utilizado neste tipo de topologia em um período mais recente, se trata do filtro *Notch* [24], [25], [26]. Seu funcionamento provém da análise em frequência do pico de ressonância do filtro LCL, com o objetivo de cancelá-lo inserindo um ganho infinitamente baixo nesta mesma frequência, não alterando a resposta em outras faixas. Como sua sintonização é muito fina, e alterações nos valores dos componentes do filtro LCL em operação modificam a frequência de ressonância, sua resposta ótima fica limitada apenas ao ponto de projeto.

Com relação ao sistema de controle destes inversores em conectividade à RDEE, algumas técnicas modernas também vêm sendo desenvolvidas, como a retroação de estados [27], modelo preditivo [28] sem e com a estimação da impedância da rede [29]. Contudo,

estratégias utilizando controladores convencionais como PI (Proporcional Integral) e P+R (Proporcional + Ressonante) são encontradas com mais frequência. Devido ao alto ganho proporcionado na frequência de interesse, que neste caso é a da rede, a utilização do controlador ressonante garante erro nulo em regime permanente para uma entrada do tipo senoidal. Desta forma é possível que o controle seja feito diretamente nas fases do sistema (abc) [30], ou nos eixos estacionários ($\alpha\beta$) [31], [32].

Outra abordagem, utilizada em [33], [34] e [35] é conhecida como SRFPI (*Synchronous Reference Frame Proportional Integral*). Seu conceito provém da transformação de eixos da variável de controle utilizando-se da transformada de Clarke e Park. Como efeito, referências com variações periódicas em uma determinada frequência são transformadas em valores constantes. A partir daí, um controlador como o PI, que adiciona um pólo na origem, pode ser utilizado como compensador para providenciar resposta adequada ao sistema. Há um problema de acoplamento entre as variáveis de saída que é discutido em [36], porém como mostrado em [37], este causa uma influência praticamente desprezível no desempenho do sistema na frequência fundamental em regime permanente.

1.2. JUSTIFICATIVA

Diante do progressivo aumento no número de optantes da GD nos últimos anos [3], e o surgimento de restrições à qualidade da energia inserida na rede por meio destes sistemas [16], o presente trabalho se insere como material adicional para pesquisa por prover uma estratégia completa de modelagem e dimensionamento de um inversor trifásico em conectividade à RDEE. Adicionalmente, ao se utilizar técnicas já bem consolidadas de controle aliadas à técnicas complementares, como o amortecimento ativo e a transformação para o referencial síncrono, este trabalho apresenta uma solução completa para permitir o adequado acoplamento do sistema utilizando um filtro LCL.

1.3. OBJETIVOS

1.3.1. *Objetivo Geral*

Este trabalho visa estabelecer metodologias de projeto para o dimensionamento e o controle de um inversor trifásico em conexão com a rede de distribuição de energia elétrica por meio de um filtro LCL (indutor-capacitor-indutor). As técnicas sugeridas serão verificadas por meio de simulação computacional, de acordo com índices estabelecidos por recomendações do setor.

1.3.2. *Objetivos Específicos*

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- 1) Efetuar revisão bibliográfica sobre estratégias de controle e amortecimento de ressonância em inversores conectados à rede por meio de filtro LCL.
- 2) Projetar os componentes do sistema (filtro e controladores) de acordo com metodologias que garantam níveis de operação adequados.
- 3) Modelar e simular o sistema em ambiente computacional.
- 4) Avaliar seu desempenho a partir de distintos cenários de simulação.

1.4. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Finalizada a parte introdutória o trabalho está dividido conforme especificado à seguir:

No Capítulo 2, é feita a descrição e a modelagem matemática do sistema proposto.

No capítulo 3, são dimensionados os componentes do filtro e controladores, baseado no modelo desenvolvido no Capítulo 2.

No Capítulo 4, são apresentados os resultados dos distintos cenários de simulação.

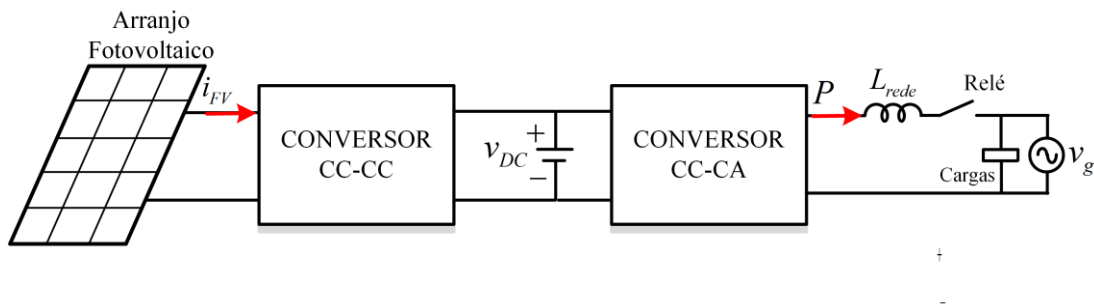
No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões gerais e propostas de continuidade do trabalho.

Por fim é referenciada toda a bibliografia utilizada para seu desenvolvimento.

2. MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA

Como discutido no capítulo anterior, existem diversas formas de conexão de painéis fotovoltaicos à RDEE. Uma topologia bem consolidada está na associação em cascata de um conversor elevador de tensão (CC-CC) com um inversor fonte de tensão (VSI), de modo a ocorrer a elevação de tensão e posterior inversão para alimentar a rede em CA, provendo o correto fluxo de potência. Esta configuração se encontra na Figura 2.1

Figura 2.1 Sistema típico FV conectado à RDEE



Fonte: Próprio autor

Este trabalho se propõe a analisar somente o segundo estágio de operação, o de conversão CC-CA. O controle do barramento CC e estratégias de extração da máxima potência não serão abordados. Considera-se que entre as etapas está inserido um capacitor com grande valor de capacitância, de modo a isolá-las. Simplifica-se o primeiro estágio à uma fonte de tensão contínua com valor constante.

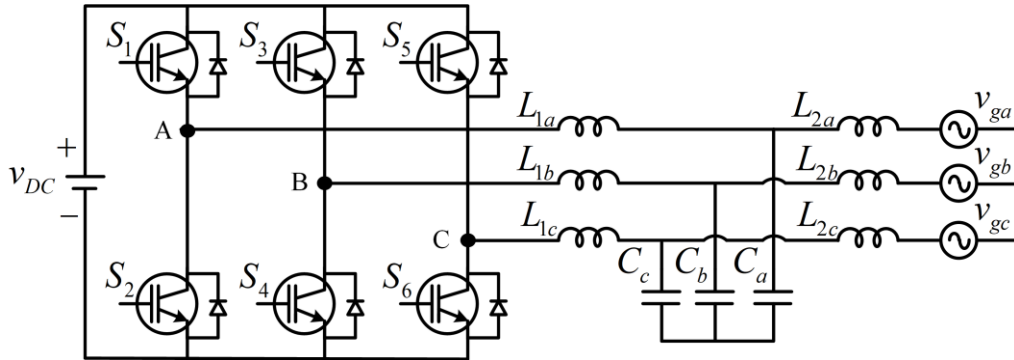
2.1. MODELAGEM DO INVERSOR TRIFÁSICO NAS COORDENADAS ABC

O inversor trifásico modulado por largura de pulso (PWM) com frequência suficientemente alta, muito maior que a fundamental da rede, pode ser modelado como apenas um ganho estático considerando seu modelo médio [37]. Baseado no circuito apresentando na Figura 2.2, modelo que desconsidera resistências parasitas inerentes ao sistema real, pode-se obter as equações que regem seu funcionamento nos eixos abc por meio das Leis de Kirchhoff:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\vec{i}_{L_1}}{dt} = \vec{v}_{inv} - \vec{v}_c \\ L_2 \frac{d\vec{i}_{L_2}}{dt} = \vec{v}_c - \vec{v}_g \\ C \frac{d\vec{v}_c}{dt} = \vec{i}_{L_1} - \vec{i}_{L_2} \\ \vec{v}_{inv} = \frac{v_{DC}}{2} \times m \end{cases} \quad (1)$$

onde i_{L_1} representa a corrente no lado do inversor, i_{L_2} a corrente no lado da rede, v_{inv} a tensão de saída de fase do inversor, v_c a tensão sobre o capacitor, v_g a tensão da rede e m o índice de modulação. Considera-se que o circuito está equilibrado, ou seja, as indutâncias e capacitâncias por fase são consideradas de mesma magnitude. Todas as grandezas estão representadas como fasores espaciais, e que como variáveis complexas trifásicas apenas se diferem por uma defasagem de 120° .

Figura 2.2 Inversor trifásico conectado à RDEE por filtro LCL



Fonte: Próprio autor

2.2. TRANSFORMAÇÃO PARA O REFERENCIAL SÍNCRONO

Com o intuito de prover o controle da planta utilizando compensadores clássicos sem perda de desempenho dinâmico, é conhecido que o controle de sistemas trifásicos sejam preferencialmente realizados sob a rotação das coordenadas para um sistema bifásico [31]. As variáveis trifásicas $\vec{i}_{L_1}$, $\vec{i}_{L_2}$, $\vec{v}_{inv}$, $\vec{v}_c$ e $\vec{v}_g$ podem ser substituídas por fasores no plano complexo na forma $\Phi_{\alpha\beta} = \Phi_\alpha + j\Phi_\beta$, utilizando a transformada de Clarke [38] mostrada em (2), ao se

assumir nenhuma corrente de sequência zero. Isto é permitido visto que se pressupõe nenhum desbalanceamento entre as fases.

$$\begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \\ \Phi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

Para retornar o eixo de referência ao referencial estacionário trifásico é necessário utilizar sua transformada inversa, apresentada em (3).

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \\ \Phi_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

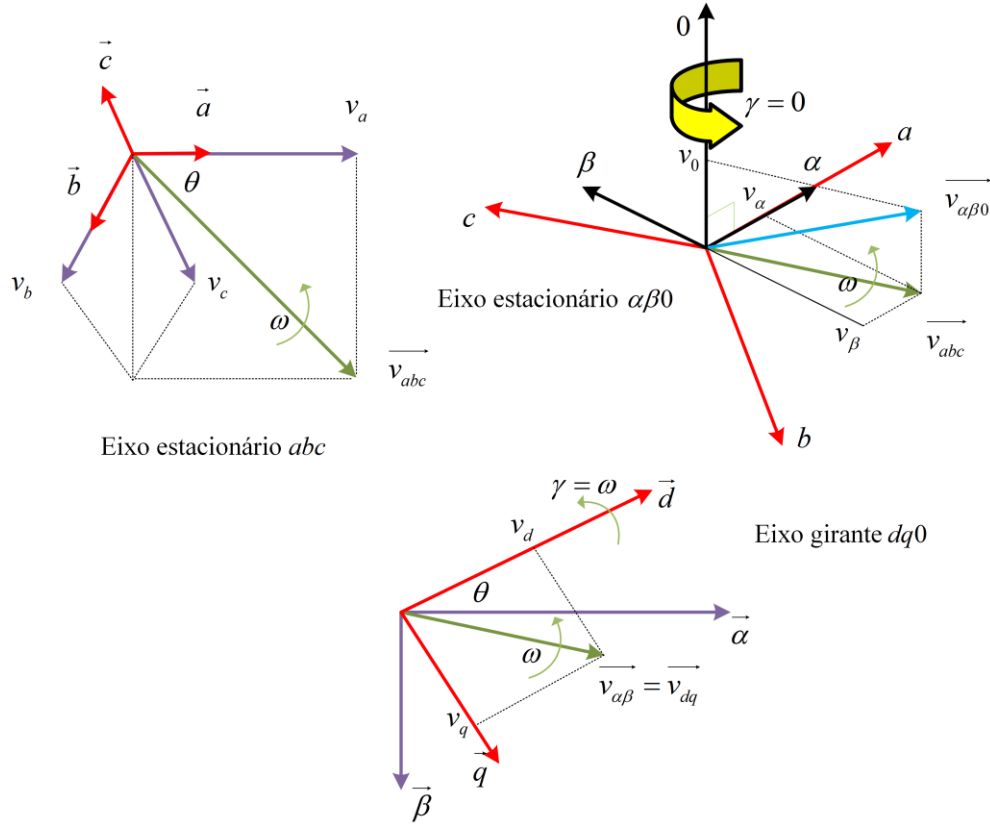
Depois da transformação realizada em (2), os fasores precisam ser transformados em variáveis complexas $\Phi_{dq} = \Phi_d + j\Phi_q$ no eixo de referência síncrona girante dq fazendo a substituição $\Phi_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} \Phi_{dq}$ em cada fasor $\alpha\beta$, utilizando a velocidade síncrona ω com a qual o fasor $\overrightarrow{v_{abc}}$ exposto na Figura 2.3 se movimenta (frequência da rede) [35]. Esta transformada é realizada pela matriz exposta em (4).

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

Para retornar ao referencial síncrono estacionário é necessário utilizar sua matriz inversa, mostrada em (5).

$$\begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

Figura 2.3 Transformação dos eixos de referência para sistemas trifásicos



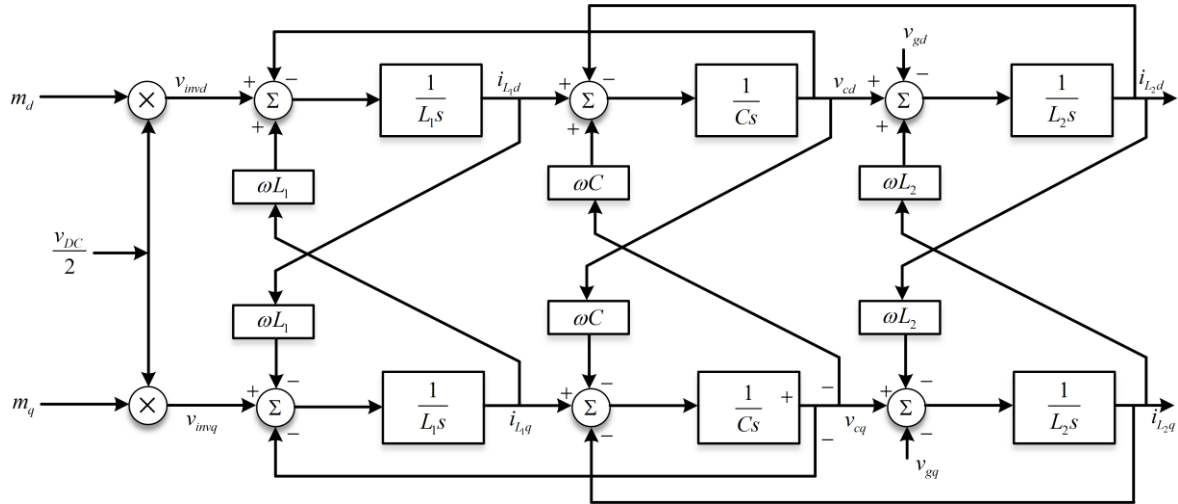
Fonte: Próprio autor

As equações mostradas em (1) para o eixo de coordenadas estacionário *abc* podem ser então, descritas no novo eixo de referência síncrono girante *dq* :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L_1 dq}}{dt} = \frac{1}{L_1} v_{invdq} - \frac{1}{L_1} v_{cdq} + j\omega i_{L_1 dq} \\ \frac{di_{L_2 dq}}{dt} = \frac{1}{L_2} v_{cdq} - \frac{1}{L_2} v_{gdq} + j\omega i_{L_2 dq} \\ \frac{dv_{cdq}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{L_1 dq} - \frac{1}{C_1} i_{L_2 dq} + j\omega v_{cdq} \\ v_{invdq} = \frac{v_{DC}}{2} \times m_{dq} \end{array} \right. \quad (6)$$

Desmembrando (6) em suas componentes de eixo real *d* e de eixo imaginário *q* e utilizando a transformada de Laplace nas componentes resultantes obtém-se o diagrama de blocos do inversor com filtro LCL em coordenadas *dq* [39].

Figura 2.4 Diagrama de blocos do sistema no eixo de referência síncrona



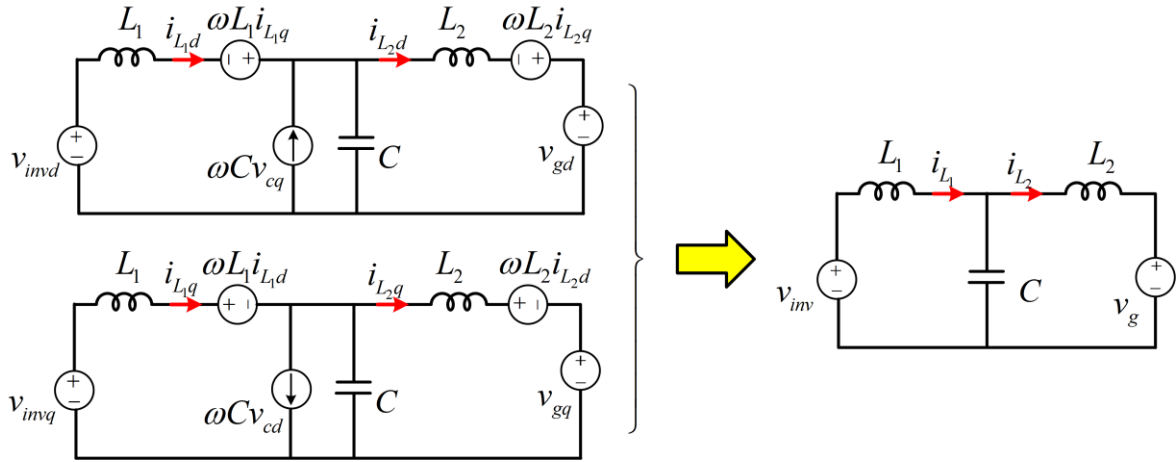
Fonte: Próprio autor

É possível notar que existe um acoplamento entre as variáveis de cada eixo. Estratégias de controle que tratam o modelo como exposto na Figura 2.4 tendem a ser de complexa implementação, como a linearização da realimentação proposta por [40] e a alimentação *feedforward* das tensões da rede em [41]. Outras abordagens optam por fazer o controle apenas no eixo estacionário, como [31], [32] e [42]. Neste caso, não há acoplamento entre as variáveis dos eixos $\alpha\beta$. Controladores como o P+R são utilizados para dar ganho elevado na frequência fundamental, tentando reproduzir o comportamento de um integrador para sistemas contínuos.

O presente trabalho busca verificar se a utilização de controladores PI convencionais em sistemas trifásicos pode ser implementada com resposta adequada, desprezando inicialmente o acoplamento encontrado ao se transformar o sistema do eixo *abc* estacionário para *dq* girante. Trabalhos como [36] e [37] indicam esta possibilidade, projetando os controladores para pontos de operação em regime permanente com base no modelo de pequenos sinais. Em regime permanente este acoplamento não traz prejuízos à operação do sistema e, os transitórios advindos de variações meteorológicas são lentos em comparação à dinâmica do sistema conversor.

Eliminando as alimentações ligadas ao acoplamento, a representação do sistema trifásico pode ser diretamente simplificada para um equivalente monofásico, dado que o circuito dos eixos *d* e *q* se tornam idênticos. Esta simplificação é mostrada na Figura 2.5.

Figura 2.5 Circuito equivalente no referencial síncrono com e sem acoplamento



Fonte: Próprio autor

É possível a partir de então modelar o sistema de acordo com a planta desejada para o controle. Há a opção de se controlar diretamente a tensão na saída do inversor, assim como corrente e tensão em um controle multi-malhas [43] e somente a corrente de saída do inversor [44]. Entretanto, estratégias que visam controlar diretamente a corrente que é injetada na rede são mais difundidas na literatura dado que implicam diretamente em melhoras no índice de qualidade de energia, bem como a possibilidade de atuação como filtro ativo em paralelo.

Com o mesmo objetivo, baseado no equivalente monofásico sem acoplamento da Figura 2.5, modelou-se o sistema em busca da função de transferência (FT) que relaciona a corrente medida na rede em relação ao índice de modulação ($G_{im}(s)$), visto que esta é a única variável de entrada a ser modificada. A tensão da rede pode ser simplificada a um curto-circuito, devido à aproximação de que é invariável no tempo durante um intervalo de comutação do sistema inversor. Esta FT é apresentada em (4).

$$G_{im}(s) = \frac{i_{L_2}(s)}{m(s)} = \frac{v_{DC}/2}{(L_1 L_2 C)s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (7)$$

2.3. TÉCNICAS DE AMORTECIMENTO

A equação mostrada em (7) apresenta uma dificuldade para o controle deste sistema. A análise do seu gráfico de Bode em magnitude mostra um pico de ressonância na frequência em que as reatâncias indutivas e capacitivas se anulam, como mostrado na Figura 1.6, de modo que a corrente do circuito fica apenas limitada pelas resistências parasitas dos elementos, que são muito baixas e no modelo apresentado neste trabalho foram ignoradas. Mesmo adicionando-as não é possível eliminar o problema de ressonância.

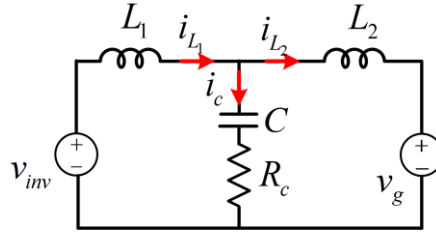
O aclave visualizado na resposta da planta não permite que compensadores sejam sintonizados diretamente. Como a curva acaba cruzando o zero em dois ou três pontos distintos, a definição da frequência de cruzamento de ganho não é atingida [45]. Para que este cruzamento só ocorra uma vez, o ganho a ser dado deve ser, ou muito pequeno, praticamente rejeitando todo o sinal, ou muito alto, sofrendo influência da frequência de chaveamento. Antes do estudo da compensação ser feita, é necessário, portanto, que técnicas de amortecimento sejam avaliadas e inseridas no sistema.

2.3.1. *Amortecimento Passivo*

Esta técnica emprega apenas elementos passivos, especificamente resistores, para reduzir o valor de corrente no circuito, implicando em um amortecimento do pico de ressonância do filtro.

Diversas topologias com inserção de resistores em diferentes ramos são discutidas na literatura. Em [46] são analisadas seis configurações possíveis. É destacado que a conexão de um resistor em paralelo com o capacitor apresenta a melhor atenuação, não alterando a característica de magnitude para faixas de baixa e alta frequência. Há, entretanto, uma perda considerável de energia, de modo que a estratégia mais utilizada, que pondera eficiência e simplicidade, se torna a configuração em série do resistor com o capacitor, mostrada na Figura 2.6.

Figura 2.6 Circuito de amortecimento passivo



Fonte: Próprio autor

A função de transferência do circuito apresentado na Figura 2.6 pode ser obtida seguindo o mesmo procedimento realizado para obtenção de (7):

$$G_{imp}(s) = \frac{i_{L_2}(s)}{m(s)} = \frac{v_{DC}/2 (R_c C s + 1)}{(L_1 L_2 C) s^3 + (L_1 R_c C + L_2 R_c C) s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (8)$$

onde $G_{imp}(s)$ representa a função de transferência com amortecimento passivo.

A característica desta topologia, no entanto, prejudica a atenuação em altas frequências, além de ainda adicionar perdas ao sistema proporcionais ao amortecimento, o que prejudica a eficiência de sua operação. O cálculo das perdas ao inseri-lo é dado por (9), onde os principais termos da soma são os múltiplos da corrente eficaz com índice h próximo à frequência de comutação [8].

$$P_d = 3R_d \sum_h \left[i_{L_1 RMS}(h) - i_{L_2 RMS}(h) \right]^2 \quad (9)$$

Considerando as desvantagens da inserção de um componente físico no circuito, outras maneiras de amortecimento da resposta característica do filtro LCL vêm sendo estudadas, com diferentes vantagens e desvantagens de acordo com a aplicação.

2.3.2. Amortecimento Ativo via Resistência Virtual

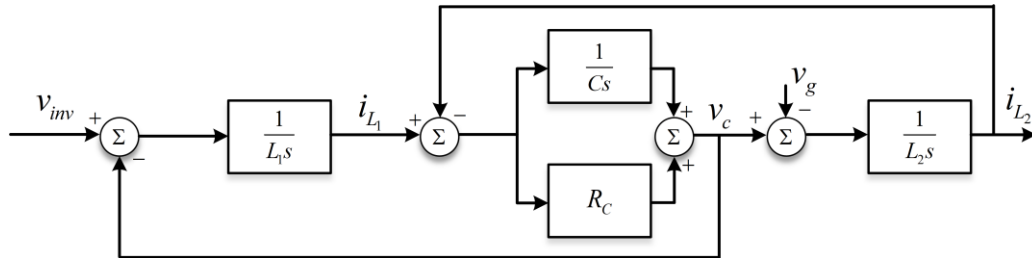
Este tipo de técnica consiste no sensoriamento de alguma variável do sistema alimentando-a em outro ponto do circuito, de modo a simular uma resistência inserida fisicamente. Sua principal vantagem diz respeito à ausência de perdas adicionais. Há, contudo,

a necessidade de um número maior de sensores. A dificuldade de implementação e o nível de estabilidade proporcionada dependem da topologia a ser utilizada.

O paralelo traçado entre as duas técnicas de amortecimento é notável na literatura. Estratégias que utilizam o amortecimento ativo costumam modelar o ganho a ser inserido na malha da mesma maneira como a resistência física seria inserida no circuito. A configuração que emprega a resistência em série com o capacitor continua sendo a mais utilizada [30]- [34], [47], [48]. Há deste modo, a necessidade de se medir a corrente no ramo do capacitor e multiplicá-la por um ganho, que em [33] e [47] é igual ao valor da resistência. Como $v_C = i_C R_C$ é possível reproduzir ali naquele ramo a queda de tensão proporcionada pela resistência, que resulta em um amortecimento do pico de ressonância do filtro.

Entretanto, trabalhos como [32], [48], e [49] pressupõem uma diferente análise. Na Figura 2.7 se encontra o diagrama de blocos do sistema ao se inserir uma resistência em série com o capacitor, e na Figura 2.8 ao se fazer uma alimentação *feedforward* da corrente do capacitor multiplicada por um ganho proporcional K .

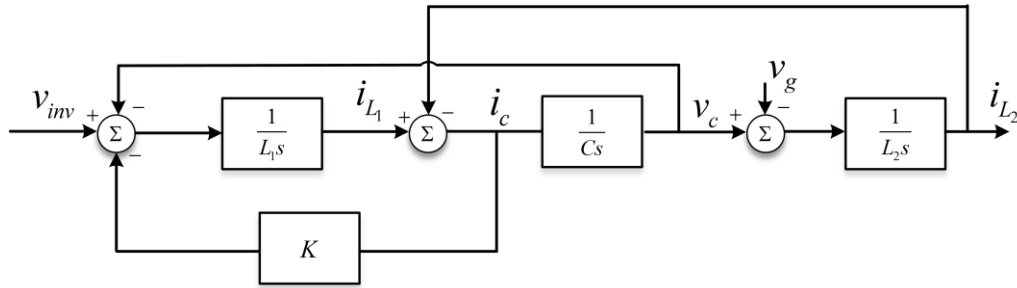
Figura 2.7 Diagrama de blocos da planta com amortecimento passivo



Fonte: Próprio autor

A FT do modelo da Figura 2.7 já foi mostrada em (8) ao se fazer a análise do circuito no domínio de Laplace. A FT do diagrama da Figura 2.8 pode ser obtida utilizando propriedades de simplificação de diagrama de blocos. Considera-se o sistema sem variação de tensão na rede. No final é possível obter para a mesma relação $G_{im}(s)$ a expressão mostrada em (10).

Figura 2.8 Diagrama de blocos da planta com amortecimento ativo



Fonte: Próprio autor

$$G_{imA}(s) = \frac{i_{L_2}(s)}{m(s)} = \frac{v_{DC}/2}{(L_1 L_2 C)s^3 + (K L_2 C)s^2 + (L_1 + L_2)s} \quad (10)$$

onde $G_{imA}(s)$ representa a função de transferência com amortecimento ativo.

Apesar de alguns autores como [31] considerar as duas como análogas, é possível visualizar na Figura 2.9 que sua resposta para um sistema com componentes de mesmo valores é distinta. Neste caso, foi utilizado para o cálculo da resistência de amortecimento, o mesmo procedimento de [47], em que seu valor é limitado a um terço da reatância capacitiva na frequência de ressonância. A Tabela 2.1 apresenta os valores para o esboço dos gráficos da Figura 2.9.

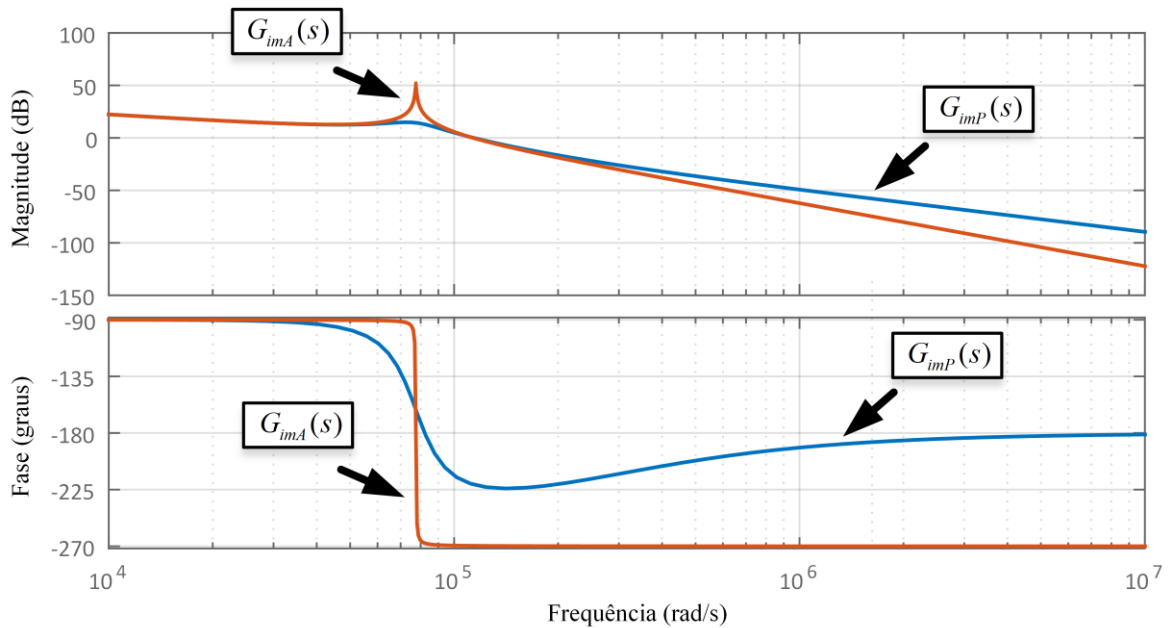
Tabela 2.1 Valores dos componentes da planta da Figura 2.9

L_1	1,68 mH
L_2	25,70 μ H
C	6,58 μ F
R_C	0,66 Ω

Fonte: Próprio autor

Considerando a seletividade do trabalho em relação à utilização somente do amortecimento ativo em seu sistema, por conta de sua eficiência, a planta mostrada na Figura 2.8 e obtida em (10) foi a escolhida para ser controlada.

Figura 2.9 Comparação da análise em frequência de $G_{imA}(s)$ e $G_{imP}(s)$



Fonte: Próprio autor

2.4. CONTROLADOR SRFPI

Os controladores clássicos se caracterizam por suas três principais ações de compensação: proporcional (P), integral (I) e derivativa (D). É comum que estas, de acordo com as necessidades e características de cada projeto, se combinem, de modo a atender os requisitos estabelecidos.

O uso do controlador PI, que combina a ação de ganho e integralização do erro, obtido pela diferença entre o sinal medido e de referência, é o que se mostra mais eficaz e mais utilizado dentro do contexto de inversores conectados à rede. Devido à natureza discreta do funcionamento das chaves, componentes de alta frequência são injetadas no sistema, podendo a ação derivativa leva-lo à instabilidade [50].

O uso do PI neste cenário é, por muitas vezes, acompanhado por controladores ressonantes. Como o sistema é variante no tempo, o polo inserido na frequência nula não leva o erro de estado estacionário a zero, necessitando de uma configuração PI+R, com ganho elevado também na frequência da rede.

Para a possibilidade de controle de sistemas trifásicos em corrente alternada, há a alternativa de que o sistema seja transformado em contínuo nos eixos de referência síncrona. O controle é feito então, pelo que é chamado em [37] de SRFPI (*Synchronous Reference Frame Proportional Integral*), mantendo a característica de eliminação do erro em regime permanente. Sua equação é dada por:

$$\left[G_c^{dq}(s) \right] = \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_i}{s} & 0 \\ 0 & K_p + \frac{K_i}{s} \end{bmatrix} \quad (11)$$

onde k_p representa o ganho relativo à ação proporcional e k_i relativo à ação integral.

A principal vantagem de sua utilização sobre o sistema é a redução do número de controladores; sua simplicidade de implementação; possibilidade de sintonia de acordo com requisitos estabelecidos para a planta, como frequência de cruzamento de ganho e margem de fase, garantindo estabilidade para pequenas incertezas e variações nos componentes [51]; e especificamente sobre sua compensação realizada nos eixos dq , controle independente das potências ativa e reativa [31].

2.5. MODELAGEM DAS MALHAS DE POTÊNCIA

Definiu-se que a referência a ser imposta na planta seria a de potência e não a de corrente. Surgiu daí a necessidade de se modelar o sistema com o intuito de inserir malhas de controle para as potências ativa e reativa em um nível hierárquico superior (estas malhas criam a corrente de referência). Em sistemas trifásicos e no referencial síncrono, os fluxos de potência ativa e reativa dependem das grandezas de corrente de eixo direto e de quadratura. Seu controle pode ser então baseado nestas variáveis de entrada. A frequência angular da corrente é imposta apenas pela rede, extraída através do algoritmo p-PLL (*Power-based Phase Locked Loop*).

Com isto em consideração, pôde-se realizar o dimensionamento dos controladores partindo-se da própria definição de potência:

$$P = 3V_f I_f \cos(\varphi) \quad (12)$$

$$Q = 3V_f I_f \sin(\varphi) \quad (13)$$

onde P representa a potência ativa, Q a potência reativa, V_f a tensão de fase da rede, I_f a corrente sobre o indutor de conexão e φ o ângulo de defasamento entre tensão e corrente.

Transformando (12) e (13) para o eixo síncrono de acordo com o descrito em [52] é possível obter as seguintes expressões:

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (14)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (15)$$

onde v_d e i_d representam, respectivamente, tensão e corrente de eixo direto e v_q e i_q tensão e corrente do eixo em quadratura.

Faz-se após uma simplificação, considerando que a tensão do eixo em quadratura será praticamente nula e que a tensão no eixo direto é a própria amplitude da tensão dos eixos abc ($V_d = V_p$) [53]. Assume-se que a tensão na rede pode ser considerada como um barramento infinito, sempre constante.

$$P = \frac{3}{2} V_p i_d \quad (16)$$

$$Q = -\frac{3}{2} V_p i_q \quad (17)$$

Aplicando a teoria de perturbação a pequenos sinais às expressões (16) e (17) foi possível extrair as funções de transferência de cada uma das malhas de controle:

$$P(s) = \frac{\hat{p}}{\hat{i}_d} = \frac{3}{2} V_p \quad (18)$$

$$Q(s) = \frac{\hat{q}}{\hat{i}_q} = -\frac{3}{2}V_p \quad (19)$$

3. METODOLOGIAS DE PROJETO

Neste capítulo serão abordadas as metodologias utilizadas para dimensionamento dos componentes do filtro de conexão e sintonia dos controladores. Para projeto e simulação, considerou-se o modelo de acordo com os parâmetros da Tabela 3.1:

Tabela 3.1 Parâmetros de projeto

v_{DC}	450 V
P_n	2400 W
v_{RMS}	220 V
f_{sw}	30 kHz
$\Delta i_{L_1}(\%)$	10 %
f_o	60 Hz

Fonte: Próprio autor

onde v_{DC} representa a tensão contínua no barramento de entrada, P_n a potência nominal de operação, v_{RMS} a tensão eficaz medida entre as fases da rede, f_{sw} a frequência de chaveamento, $\Delta i_{L_1}(\%)$ o máximo *ripple*, em porcentagem, de corrente permitido na saída do inversor e f_o a frequência de operação da rede.

3.1. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO FILTRO

Diferentemente do filtro L, onde o dimensionamento do valor de sua indutância pode ser realizado de maneira mais simples, para o filtro LCL diversas técnicas têm sido abordadas com o intuito de prover melhor desempenho, considerando rejeição de harmônicos de altas frequências e redução da dependência da alteração de parâmetros da rede [54]. Além de redução de peso e volume.

Para o presente trabalho a metodologia de dimensionamento dos componentes do filtro utilizada, que melhor se adequou a proposta de controle, foi a de [18]. Com a opção pelo controle da corrente no indutor de conexão, estratégias que resultassem em um valor não muito

elevado de indutância no ramo da rede, se tornaram preferíveis, de modo a não afetar a dinâmica e a velocidade de resposta do controlador.

Um dimensionamento mal realizado pode causar baixa atenuação às altas frequências ou até mesmo o aumento da distorção da forma de onda por conta de efeitos oscilatórios. Considerando isto, a metodologia proposta em [18] utiliza como variáveis de entrada: o *ripple* de corrente máximo, o nível de potência do conversor e a frequência da rede e de chaveamento. Há também a ressalva sobre o fato do filtro LCL estar devidamente amortecido, de modo que a sua ressonância não provoque um *ripple* ainda maior.

A primeira etapa consiste da determinação dos valores bases do sistema, capacitância (C_b) e impedância (Z_b):

$$Z_b = \frac{v_{RMS}^2}{P_n} = \frac{220^2}{2400} = 20,17 \, \Omega \quad (20)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_0 Z_b} = \frac{1}{2\pi \times 60 \times 20,167} = 131,53 \, \mu H \quad (21)$$

Em seguida, de acordo com os valores da Tabela 3.1, foi possível definir qual a magnitude do *ripple* de corrente permitido na saída do inversor, conforme (22).

$$\Delta i_{L_1} = \Delta i_{L_1} (\%) \times \frac{\sqrt{2} P_n}{\sqrt{3} v_{RMS}} = 0,1 \times \frac{\sqrt{2} \times 2400}{\sqrt{3} \times 220} = 890,72 \, mA \quad (22)$$

Pela limitação proposta pela IEEE 519-1992 e a presunção de que Δi_{L_1} não ultrapassará os 10% da corrente nominal, o indutor do lado do inversor, pode ser calculado da seguinte maneira [55]:

$$L_1 = \frac{v_{RMS}}{2\sqrt{6} f_{sw} \Delta i_{L_1}} = \frac{220}{2 \times \sqrt{6} \times 30 \times 10^3 \times 890,724 \times 10^{-3}} = 1,68 \, mH \quad (23)$$

Após seu cálculo, deve-se realizar a primeira etapa de verificação, retomando a técnica empregada em [18]. O valor total da indutância neste ramo deve ser menor que 0,1 p.u. para limitar a queda de tensão durante a operação. De outra forma, seria necessário um nível

de tensão mais elevado no barramento CC para garantir o controle da corrente, o que resultaria em maiores perdas no sistema. Esta constatação foi realizada através de (24), resultando em um valor de 3,1%, o que garante a continuidade do procedimento sem necessidade de recálculo do indutor.

$$x_{L_1}(\%) = \frac{\omega L_1}{Z_b} = \frac{2\pi \times 60 \times 1,680 \times 10^{-3}}{20,167} = 0,031 \quad (24)$$

O segundo procedimento a ser realizado foi o cálculo do capacitor, de acordo com (25). Sua determinação é um compromisso entre a energia reativa que flui por este e a atenuação dos harmônicos. Se a capacitância for elevada, maior será a magnitude de energia reativa demandada, assim como a corrente que fluirá pelo indutor de saída do inversor e pelos interruptores. Entretanto, se seu valor for reduzido, haverá a necessidade de se projetar indutores com indutâncias mais elevadas, o que levaria a um aumento da queda de tensão e prejudicaria a resposta dinâmica do sistema [6]. A metodologia limita seu valor a 5%, por conta do decréscimo do fator de potência causado na potência nominal, e foi este o valor escolhido.

$$C = xC_b = 0,05 \times 131,531 = 6,58 \mu F \quad (25)$$

Para o cálculo do indutor de conexão com a rede é necessário levar em consideração a atenuação desejada para as componentes harmônicas na frequência de chaveamento. Esta relação avalia qual será o *ripple* de corrente injetada na rede em relação à corrente de saída do conversor. A obtenção da sua expressão advém da análise do circuito equivalente monofásico, considerando que em altas frequências, a fonte do inversor é um gerador de harmônicos e a rede um curto circuito. Assim, obtém-se (23).

$$\frac{i_{L_2}(h_{sw})}{i_{L_1}(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + r(1 - L_1 C_b \omega_{sw} x)|} \quad (26)$$

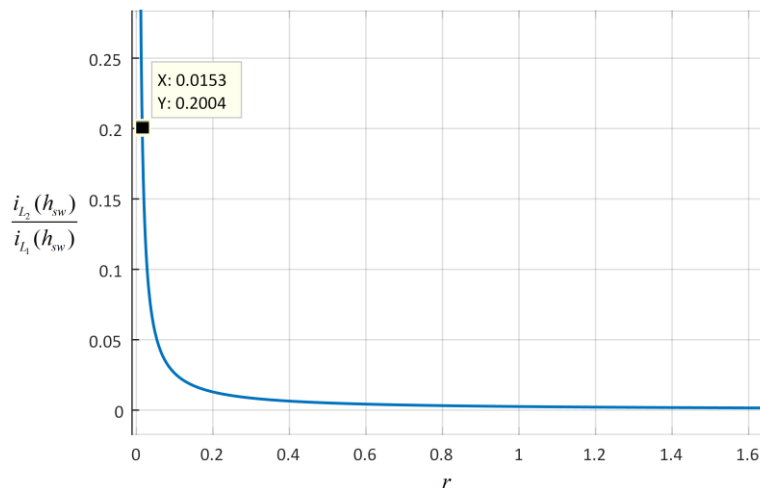
onde $i_{L_2}(h_{sw})$ e $i_{L_1}(h_{sw})$ representam, respectivamente, a corrente sobre o indutor de conexão e a corrente sobre o indutor do lado do inversor, na ordem harmônica da frequência de chaveamento, r representa o coeficiente de atenuação entre os indutores, ω_{sw} a frequência de

chaveamento em rad/s e x a porcentagem de capacitância permitida em relação à capacitância base do sistema.

É determinado que a relação entre as correntes deva ser limitada a no máximo 20%, considerando questões práticas. Com isto, o valor encontrado para r é de 0,0153. É possível ver esta associação pelo gráfico da Figura 3.1. Os valores dos indutores de entrada e saída se relacionam diretamente por esta constante, logo com o valor de (23) pode-se calcular L_2 :

$$L_2 = rL_1 = 0,0153 \times 1,680 \times 10^{-3} = 25,70 \mu H \quad (27)$$

Figura 3.1 Relação entre a atenuação em f_{sw} e a constante r



Fonte: Próprio autor

É necessário novamente realizar a verificação de que o valor da indutância não causará uma queda de tensão maior que 0,1 p.u. O valor considerado agora deve ser o da soma de L_1 com L_2 . Se esta condição não for respeitada, outro nível de atenuação deverá ser escolhido, ou outro valor de absorção de potência reativa deverá ser selecionado em (25).

$$x_{LT}(\%) = \frac{\omega_0(L_1 + L_2)}{Z_b} = \frac{2\pi \times 60 \times (1,680 \times 10^{-3} + 25,704 \times 10^{-6})}{20,167} = 0,032 \quad (28)$$

Após a obtenção de um valor dentro do permitido em (28), o procedimento final consiste da análise da frequência de ressonância do filtro, de acordo com os valores obtidos para os componentes. A metodologia define que ela se encontre na seguinte faixa:

$$10 f_0 < f_{res} < f_{sw}/2 \quad (29)$$

para que não haja interação com os harmônicos de alta frequência do conversor e os de baixa ordem possivelmente presentes na rede, devido à característica de cargas. A ressonância de um filtro LCL pode ser calculada conforme (30).

$$\begin{aligned} f_{res} &= \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{1,680 \times 10^{-3} + 25,704 \times 10^{-6}}{1,680 \times 10^{-3} \times 25,704 \times 10^{-6} \times 6,578 \times 10^{-6}}} = 12,33 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (30)$$

De acordo com (29), (30) e as frequências definidas na Tabela 3.1, conclui-se que a frequência de ressonância se encontra dentro dos limites. Todos os critérios estabelecidos pela metodologia foram verificados e cumpridos. O próximo parâmetro a ser determinado é o ganho K, que multiplica a corrente do capacitor, para amortecimento do sistema.

A expressão definida em (10) pode ser decomposta em uma função de primeira ordem, relacionada a inércia do sistema, e uma de segunda ordem, responsável pela parcela oscilatória [31]:

$$G_{im}(s) = \frac{v_{DC}/2}{s} \frac{1}{L_1 L_2 C s^2 + K L_2 C s + (L_1 + L_2)} \quad (31)$$

Como somente esta segunda parcela tem impacto sobre a ressonância da planta, para análise da atenuação, pode-se compará-la com a equação característica de sistemas de segunda ordem, exposta em (32).

$$G_2(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (32)$$

Ao normalizar a expressão (31) dividindo todos seus termos pelo fator $L_1 L_2 C$, e igualá-la a (32), consegue-se obter a seguinte relação:

$$2\xi\omega_n = \frac{K}{L_1} \quad (33)$$

onde ω_n representa a frequência de ressonância do sistema, mostrada em (30). Substituindo-a em (33) e isolando K, tem-se:

$$K = 2\xi \sqrt{\frac{(L_1 + L_2)L_1}{L_2 C}} \quad (34)$$

O único valor ainda a ser definido na equação (34) é o coeficiente de amortecimento ξ . Este está diretamente ligado à magnitude de redução do pico de ressonância do filtro. De acordo com [56], é preciso escolher este coeficiente com bastante precaução, uma vez que um valor muito pequeno pode não atenuar a ressonância de forma eficiente e, um valor muito grande pode resultar na instabilidade do sistema. O valor de atenuação escolhido foi de 0,4. O valor de K pode então ser obtido:

$$K = 2 \times 0,4 \times \sqrt{\frac{(1,680 \times 10^{-3} + 25,704 \times 10^{-6}) \times 1,680 \times 10^{-3}}{25,704 \times 10^{-6} \times 6,578 \times 10^{-6}}} = 104,15 \quad (35)$$

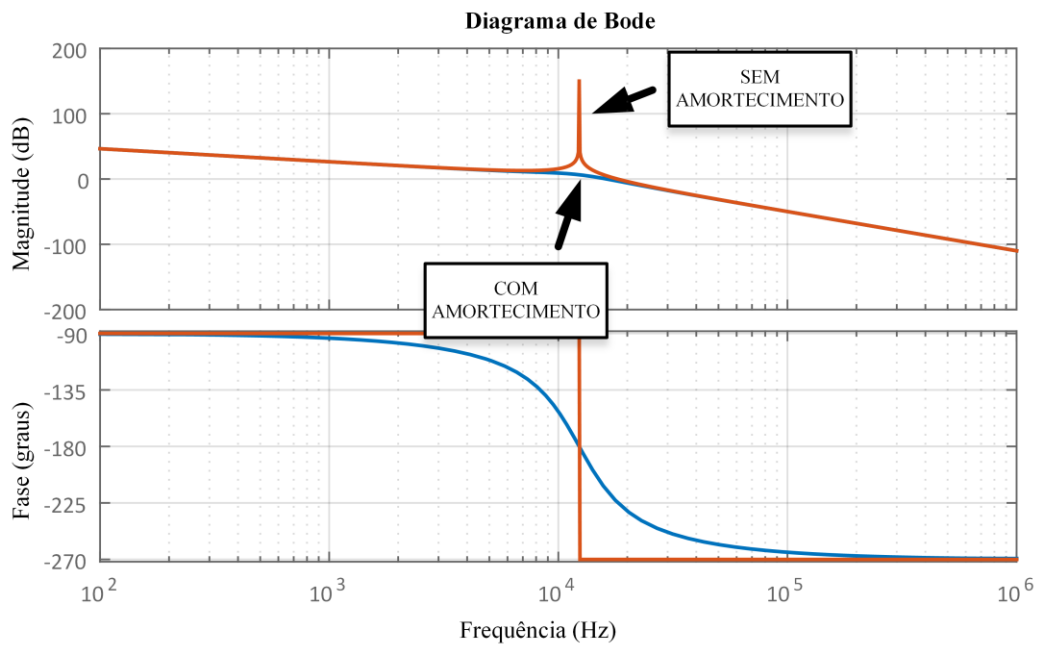
Os resultados obtidos em (23), (25), (27) e (35) definiram os valores dos componentes utilizados durante o projeto, reunidos na Tabela 3.2. É possível visualizar na Figura 3.2 que o coeficiente de atenuação determinado foi suficiente para mitigar o pico de ressonância do filtro.

Tabela 3.2 Valores dos componentes da etapa de filtragem

L_1	1,68 mH
L_2	25,70 μ H
C	6,58 μ H
K	104,15

Fonte: Próprio autor

Figura 3.2 Diagrama de Bode da planta com e sem amortecimento

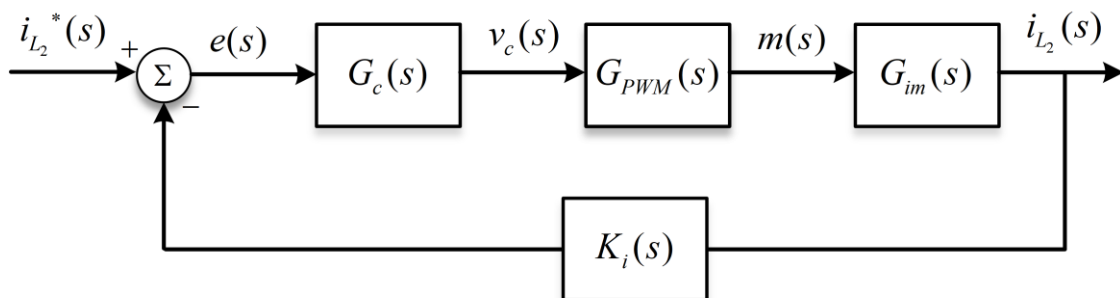


Fonte: Próprio autor

3.2. PROJETO DO CONTROLADOR DA MALHA DE CORRENTE

De acordo com o descrito na Seção 2.2, é possível fazer o controle de um inversor trifásico, baseado em um modelo monofásico equivalente, quando há sua transformação para o referencial síncrono. As variáveis de interesse se tornam contínuas. É esperado, desta forma, que um controlador PI consiga proporcionar à planta, erro nulo em regime permanente. O diagrama de blocos do sistema em malha fechada é dado na Figura 3.3 e a expressão da função de ganho de laço em malha aberta em (36).

Figura 3.3 Diagrama de blocos do sistema em malha fechada



Fonte: Próprio autor

$$FTMA_C(s) = G_c(s)G_{PWM}(s)G_{im}(s)K_i(s) \quad (36)$$

Para fazer a análise de qualquer função no domínio da frequência, deve-se substituir o termo s do domínio de Laplace por $j\omega$. Com isto, é possível analisar a magnitude e a fase do sistema, conforme mostrado em (37).

$$G(s) = G(j\omega) = |G(j\omega)|e^{j\phi(\omega)} = |G(j\omega)|\angle\phi\omega \quad (37)$$

Para determinar os parâmetros do controlador, deve-se primeiramente isolá-lo na expressão (36) e após aplicar o procedimento exemplificado em (37), tendo como resultado as seguintes expressões:

$$|FTMA_C(j\omega)| = |G_c(j\omega)||G_{PWM}(j\omega)G_{im}(j\omega)K_i(j\omega)| \quad (38)$$

$$\angle FTMA_C(j\omega) = \angle G_c(j\omega) + \angle G_{PWM}(j\omega)G_{im}(j\omega)K_i(j\omega) \quad (39)$$

Sabe-se pela definição de [45] que o ganho na frequência de cruzamento (ω_c) é unitário, ou seja, 0 dB, e que a margem de fase (MF) representa o ângulo restante para que a função se torne instável, em -180° . Com estas duas informações, pode-se adotar as seguintes simplificações:

$$|FTMA_C(j\omega)| = 1 \quad (40)$$

$$\angle FTMA_C(j\omega) = MF - \pi \quad (41)$$

Substituindo (40) e (41) em (38) e (39), respectivamente, obtém-se as expressões que relacionam os parâmetros de uma função de malha aberta não compensada, com módulo e fase em função do controlador:

$$|G_c(j\omega)| = \frac{1}{|G_{PWM}(j\omega)G_{im}(j\omega)K_i(j\omega)|} \quad (42)$$

$$\angle G_c(j\omega) = MF - \pi - \angle G_{PWM}(j\omega)G_{im}(j\omega)K_i(j\omega) \quad (43)$$

Como já mencionado, o controlador utilizado será o PI. Sua expressão, dada em (11), pode ser reescrita em um formato que deixe explícita a posição do zero a ser inserido na planta:

$$G_c(s) = k_c \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right) \quad (44)$$

na qual deve-se realizar o mesmo procedimento de (37), com a finalidade de obter sua magnitude e fase. Como do lado direito da equação tem-se uma função de transferência, este processo será detalhado conforme equações (45) à (47).

$$G_c(j\omega) = k_c \frac{\omega_z + j\omega}{j\omega} \quad (45)$$

É necessário em (45) transformar numerador e denominador da forma retangular para polar, separando ângulo e módulo.

$$|G_c(j\omega)| = k_c \frac{\sqrt{\omega_z^2 + \omega^2}}{\sqrt{\omega^2}} = k_c \frac{\sqrt{\omega_z^2 + \omega^2}}{\omega} \quad (46)$$

$$\angle G_c(j\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_z} \right) - \lim_{\omega \rightarrow \infty} \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{0} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_z} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (47)$$

Substituindo (46) e (47) em (42) e (43), respectivamente, chega-se efetivamente nas expressões desejadas para determinação dos parâmetros do controlador:

$$k_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \frac{1}{|G_{PWM}(j\omega_c)G_{im}(j\omega_c)K_i(j\omega_c)|} \quad (48)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(MF - \pi/2 - \angle G_{PWM}(j\omega_c)G_{im}(j\omega_c)K_i(j\omega_c))} \quad (49)$$

$G_{PWM}(j\omega_c)$ representa o ganho dado pela modulação. Neste sistema, a onda triangular portadora foi gerada com amplitude variando de -1 a 1, de forma que a razão cíclica permitida varie entre -1 a 1; desta maneira $G_{PWM}(j\omega_c)$ é igual a 1. A corrente da rede, medida

pelo sensor $K_i(j\omega_c)$, tem mesma magnitude que a referência imposta para comparação. Desta forma, $K_i(j\omega_c)$ pode também ser considerado unitário. A expressão dada em (48) e (49) deve ser então reescrita como:

$$k_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \frac{1}{|G_{im}(j\omega_c)|} \quad (50)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(MF - \pi/2 - \angle G_{im}(j\omega_c))} \quad (51)$$

$G_{im}(s)$ é a planta de controle da corrente da rede em função do índice de modulação. Esta, foi encontrada em (10) ao se admitir que o controle seria feito utilizando a técnica de amortecimento ativo via realimentação da corrente do capacitor. É necessário, portanto, realizar sobre a planta o mesmo procedimento de (45)-(47):

$$G_{im}(j\omega) = \frac{v_{DC}}{2} \frac{1}{-KL_2C\omega^2 + j((L_1 + L_2)\omega - L_1L_2C\omega^3)} \quad (52)$$

$$|G_{im}(j\omega)| = \frac{v_{DC}}{2} \frac{1}{\sqrt{(-KL_2C\omega^2)^2 + ((L_1 + L_2)\omega - L_1L_2C\omega^3)^2}} \quad (53)$$

$$\angle G_{im}(j\omega) = \tan^{-1}\left(\frac{0}{1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{(L_1 + L_2)\omega - L_1L_2C\omega^3}{-KL_2C\omega^2}\right) \quad (54)$$

Para determinação dos parâmetros do controlador, resta-se apenas a escolha da frequência de cruzamento e margem de fase. É recomendado que a frequência de cruzamento da planta compensada esteja pelo menos uma década abaixo da de chaveamento do inversor, para que a reposta dinâmica do sistema não seja influenciada pela comutação dos interruptores. Para a margem de fase, é recomendado que seu valor se encontre na faixa entre 45° e 90°, de modo a proporcionar uma pequena margem de variação paramétrica do sistema sem levá-lo à instabilidade, e também não deixar a resposta tão lenta. Os valores escolhidos para estas variáveis foram:

$$\omega_c = 2\pi \frac{f_{sw}}{10} = 2\pi \times 3 \times 10^3 \text{ rad / s} \quad (55)$$

$$MF = 45 \times \frac{\pi}{180} \text{ rad} \quad (56)$$

Com os valores determinados em (55), (56), com a tensão CC do inversor dada pela Tabela 3.1 e os valores dos componentes do filtro expostos na Tabela 3.2, foi possível obter numericamente os valores das expressões (53) e (54):

$$|G_{im}(j\omega)| = 7,284 \quad (57)$$

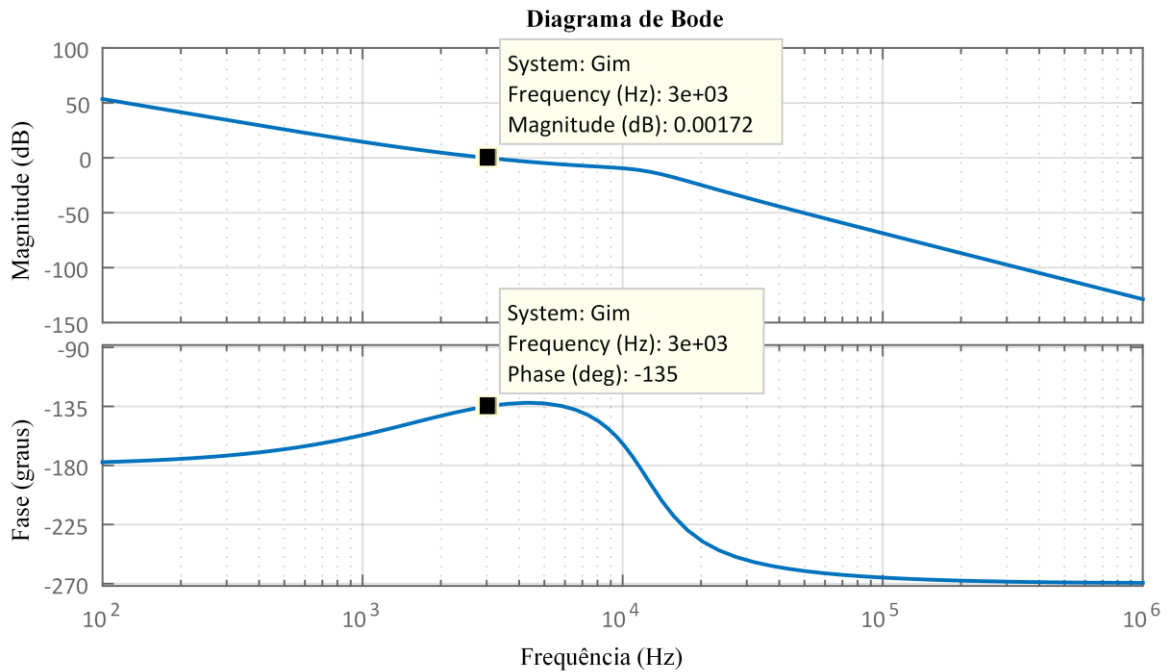
$$\angle G_{im}(j\omega) = 1,367 \text{ rad} \quad (58)$$

Obteve-se, posteriormente, os valores dos parâmetros do controlador, inserindo (57) e (58) em (50) e (51). Deste modo, o controlador PI projetado é dado em (59).

$$G_c(s) = 0,1147 \left(\frac{s + 1,2388 \times 10^4}{s} \right) \quad (59)$$

Pode-se visualizar pelo diagrama de Bode da Figura 3.4 que a resposta da planta compensada com o controlador expresso em (59), atende exatamente aos requisitos de projetos definidos em (55) e (58).

Figura 3.4 Resposta em frequência da planta compensada



Fonte: Próprio autor

3.3. PROJETO DO CONTROLADOR DAS MALHAS DE POTÊNCIA

Para o controle da malha de potência, considerou-se as funções de transferências obtidas em (18) e (19). Seu valor numérico foi obtido através da tensão de linha da rede informada na Tabela 3.1.

$$P(s) = \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2}v_{RMS}}{\sqrt{3}} = \frac{3}{2} \times \frac{220 \times \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 269,44 \quad (60)$$

$$Q(s) = -\frac{3}{2} \frac{\sqrt{2}v_{RMS}}{\sqrt{3}} = -\frac{3}{2} \times \frac{220 \times \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = -269,44 \quad (61)$$

Nota-se em (60) e (61) que a função é somente um ganho estático. Com isto, é possível que apenas um integrador seja utilizado para seu controle. Como a influência do acoplamento entre i_d e i_q é pequeno, permitiu-se que a velocidade das respostas das duas malhas fosse a mesma. Contudo, por ser a malha mais externa do sistema de controle, esta

deve ser lenta. Definindo a atuação das duas em uma frequência de 10 Hz, obteve-se o ganho do controlador para planta de (60) e (61), respectivamente:

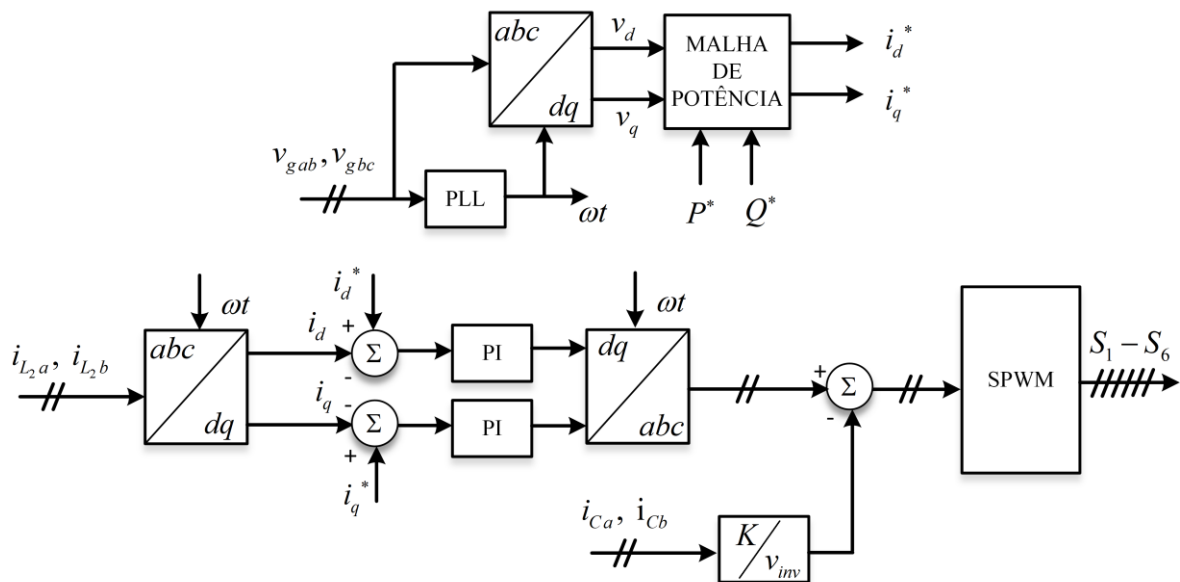
$$k_p = 0,24 \quad (62)$$

$$k_Q = -0,24 \quad (63)$$

4. RESULTADOS E SIMULAÇÕES

O modelo do inversor desenvolvido, de acordo com os valores de filtro e parâmetros do controlador obtidos no Capítulo 3, foi simulado na plataforma MATLAB/Simulink®. O diagrama de controle aplicado ao sistema se encontra na Figura 4.1. Conforme dito anteriormente, mediu-se duas variáveis de cada grandeza trifásica com o intuito de redução no número de sensores.

Figura 4.1 Diagrama de controle do inversor



Fonte: Próprio autor

O bloco PLL (*Phase Locked Loop*) tem a função de realizar o sincronismo de uma função senoidal com a tensão de referência e é fundamental para a obtenção do ângulo necessário para o uso da transformada de Park. A principal vantagem do uso desta estratégia está na questão da rejeição harmônica de tensão, devido a um filtro passa-baixa de segunda ordem presente em seu sistema [57].

A modulação adotada foi a SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) unipolar. O sistema de controle fica responsável por gerar um índice de modulação senoidal para cada fase, conhecido como modulante. Este sinal é comparado com uma onda triangular, que varia de -1 a 1, na frequência de chaveamento do inversor, chamada de portadora. A onda resultante

é uma onda quadrada que envia o comando de abertura ou fechamento para os interruptores, de modo que na saída do inversor apareça uma tensão que tenha como frequência fundamental a da rede.

Neste capítulo serão abordados os resultados obtidos durante a simulação do sistema. Avaliou-se a resposta das malhas de controle de corrente e potência sob distintos cenários. Parâmetros de controle e índices de qualidade de energia foram utilizados para analisar os resultados obtidos.

Um dos principais critérios de preocupação sobre a energia injetada na rede é a distorção harmônica total (DHT). Este fenômeno pode ocorrer tanto na tensão como na corrente. No entanto, como a tensão da rede é determinada pela distribuidora, é a DHT de corrente que deve ser analisada. Para este último, pode-se quantificá-lo como:

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} i_n^2}}{i_1} \quad (64)$$

Onde o termo i_n representa as correntes múltiplas da frequência fundamental ($n=1,2,3...$) e i_1 representa a própria componente fundamental. Em [58] há uma recomendação que limita este índice a 5% para valores de corrente, entre tensões de 120 V a 69 kV. A legislação nacional não prevê limites para valores de corrente, somente para tensão, em 10% para tensões abaixo de 1 kV [59]. A deformação na corrente, no entanto, é responsável também por distorções na tensão.

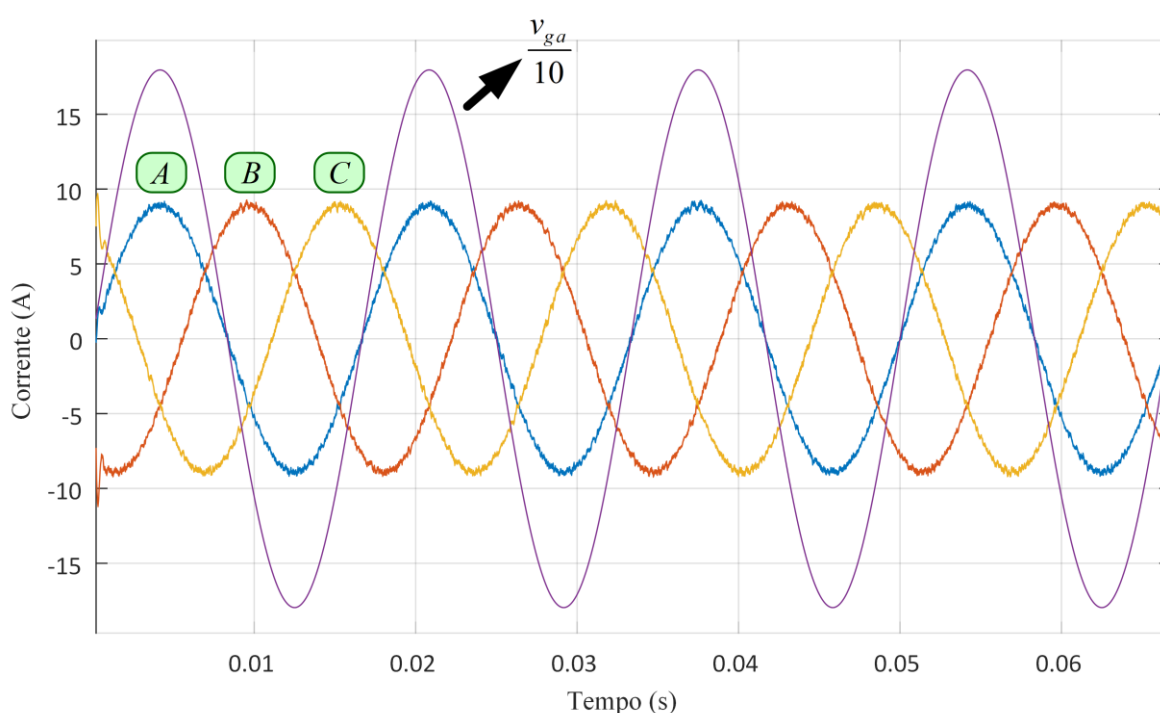
4.1. CONTROLE POR REFERÊNCIA DE CORRENTE

Nesta seção, definiu-se como referência para a simulação do inversor, a corrente de eixo direto da rede. De acordo com os parâmetros da Tabela 3.1, calcula-se para esta um valor de pico igual a 8,91 A em operação nominal. A referência da corrente em quadratura se manteve nula durante toda esta etapa de simulação.

4.1.1. Análise em regime permanente

Mantendo a corrente em seu valor nominal, nota-se pela Figura 4.2 que as correntes das três fases alcançaram a amplitude de referência imposta. Pela comparação com a forma de onda de tensão, também se conclui que não há defasamento. A corrente da fase A se manteve em sincronia com a tensão da rede, com suas componentes adjacentes deslocadas de 120° .

Figura 4.2 Correntes da rede em regime permanente



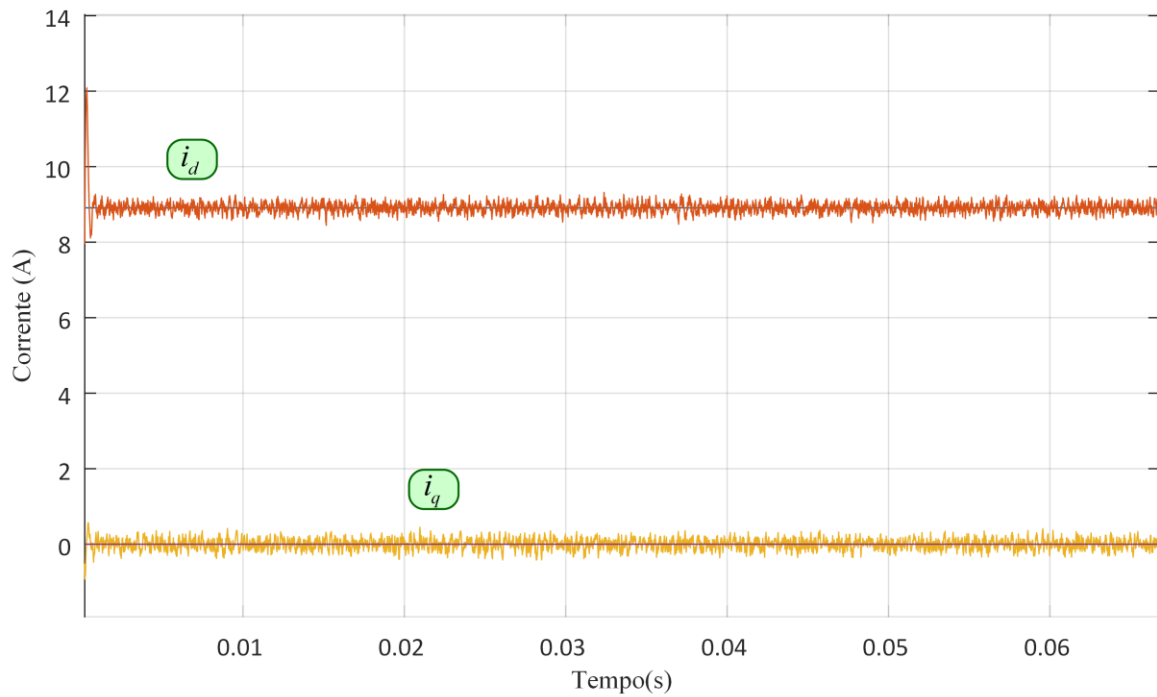
Fonte: Próprio autor

Na Figura 4.3 é possível ver as componentes de eixo direto e de quadratura desacopladas. Por este gráfico percebe-se que a referência é alcançada quase instantaneamente. A corrente atinge um nível de 12,1 A, o que resultaria em um *overshoot* de 35,8%. Este valor, no entanto, não tem reflexo com a mesma magnitude nas correntes da rede.

A análise do espectro provido pela técnica FFT (*Fast Fourier Transform*) realizada e mostrada na Figura 4.4 permitiu visualizar as componentes harmônicas presentes na corrente da rede. A escala vertical abrange até o valor de 100%, na frequência fundamental de 60 Hz, ou ordem harmônica igual a 1, mas foi cortado para possibilidade de visualização de outras ordens. Os valores das ordens harmônicas se mostram de baixa magnitude, até mesmo na

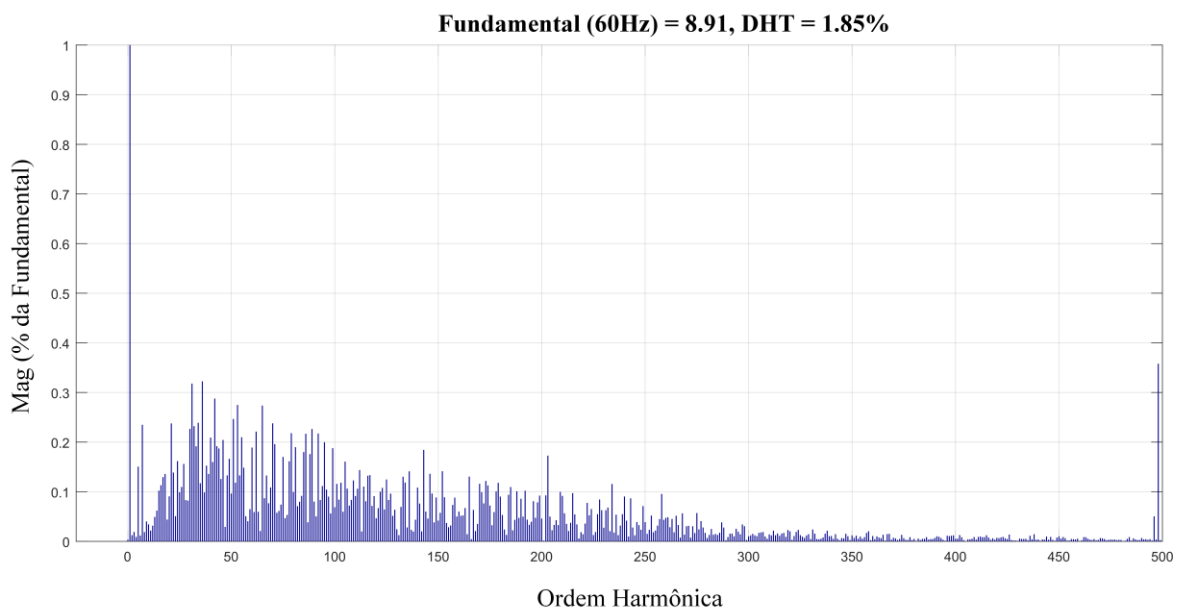
frequência de chaveamento ($n=500$). O valor da DHT calculado ficou bem abaixo do estabelecido em [58], de 5%.

Figura 4.3 Correntes da rede no eixo direto e em quadratura



Fonte: Próprio autor

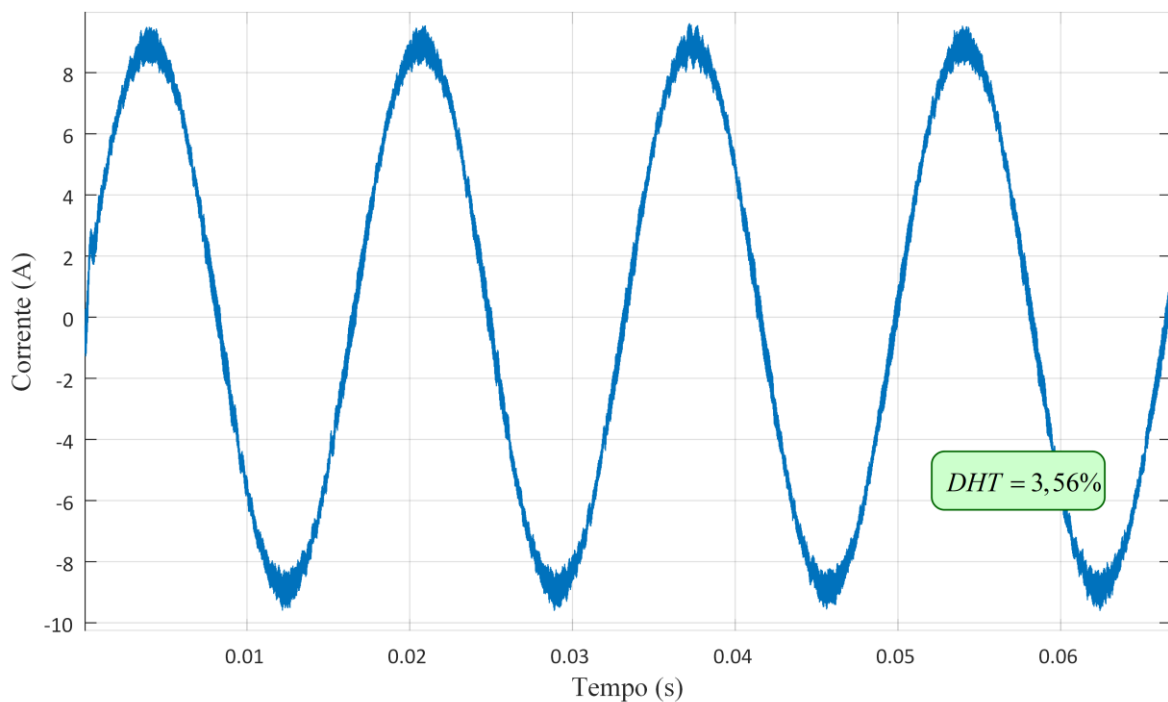
Figura 4.4 Análise da FFT da corrente da rede



Fonte: Próprio autor

O gráfico da Figura 4.5 mostra a corrente da fase A sobre o indutor L_1 . Este, auxilia na visualização da atenuação provida pelo dimensionamento do filtro. Enquanto a quantidade de harmônicos no indutor do lado do inversor resulta em uma DHT de 3,56%, para a rede apenas uma parte destes é transmitido, resultando em uma DHT de 1,85%.

Figura 4.5 Corrente sobre o indutor do lado do inversor



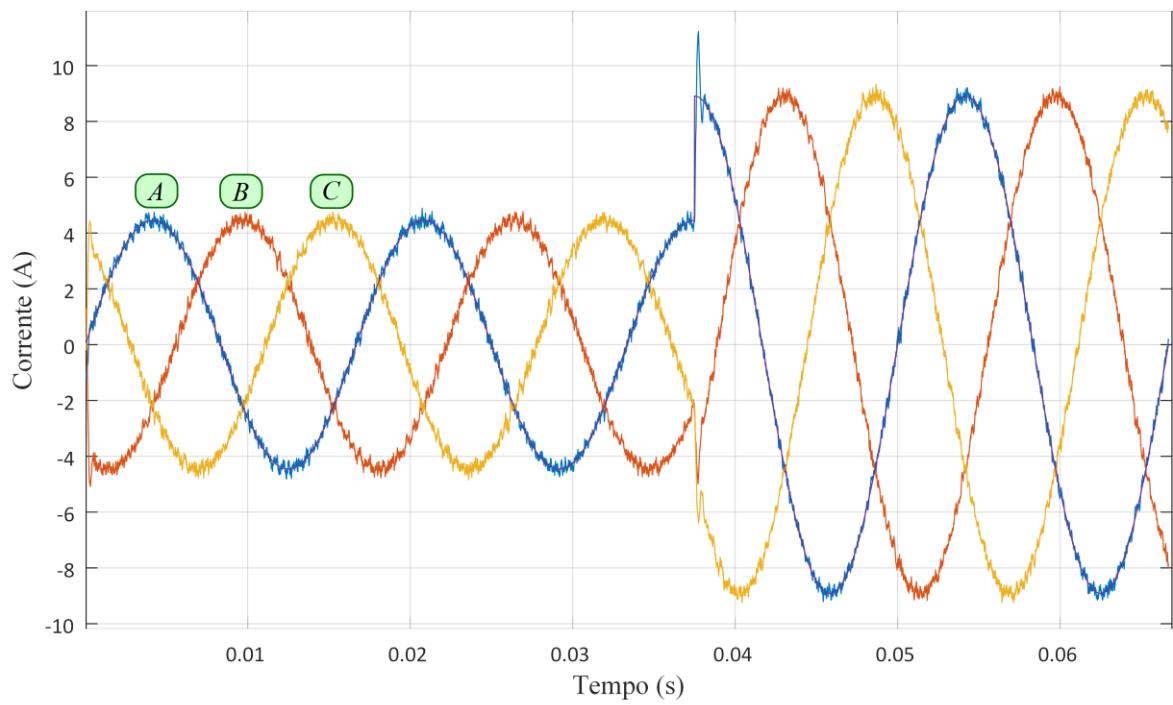
Fonte: Próprio autor

4.1.2. Resposta à variação da referência em degrau

Outro critério analisado foi a resposta de corrente sob a variação da referência em forma de degrau. Com isto, é possível constatar a estabilidade do sistema. A variação imposta foi de 4,45 A (1200 W) para 8,91 A (2400 W). Pela Figura 4.6, calcula-se que o sistema se recuperou em um período de 1,12 ms. O valor de corrente atingindo foi de 11,11 A, o que resulta em um *overshoot* de 24,69 %.

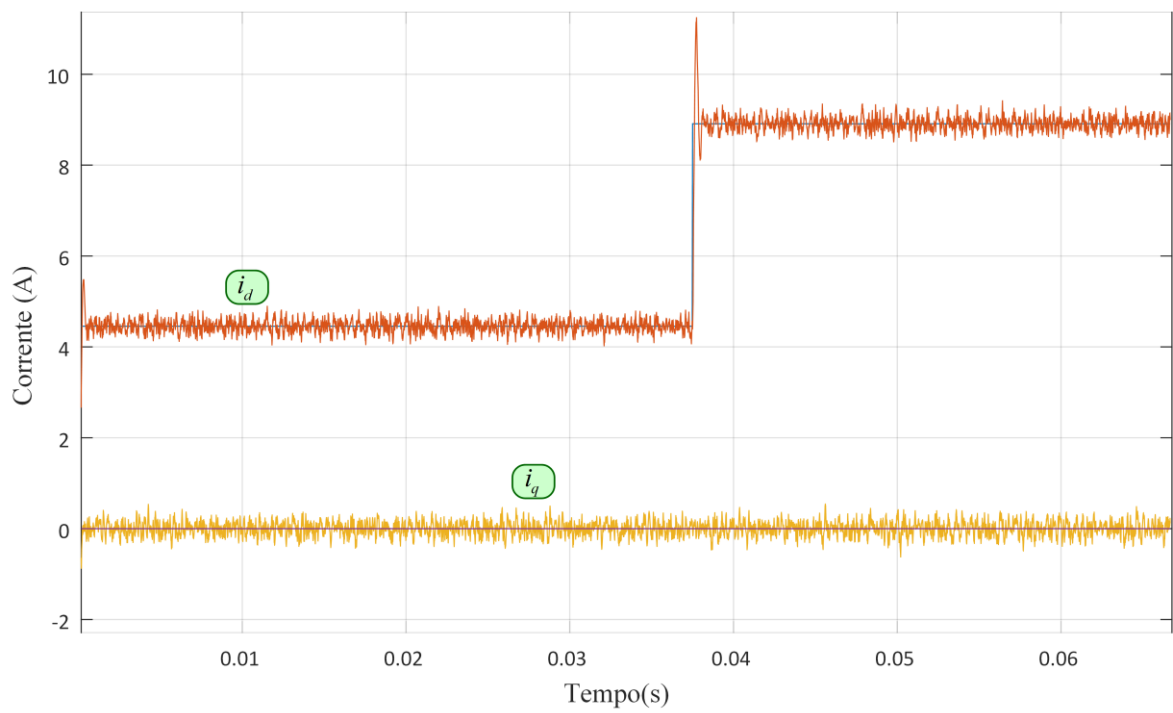
A resposta do eixo direto, exposta na Figura 4.7, refletiu diretamente a dinâmica da corrente da fase A, que é o eixo considerado como referência para a transformada. O degrau aplicado no instante de pico da onda auxiliou para promover esta variação mais acentuada. O sistema, porém, se mostrou capaz de se recuperar rapidamente.

Figura 4.6 Resposta da planta sob variação da referência de corrente



Fonte: Próprio autor

Figura 4.7 Correntes do eixo direto e em quadratura da Figura 4.6



Fonte: Próprio autor

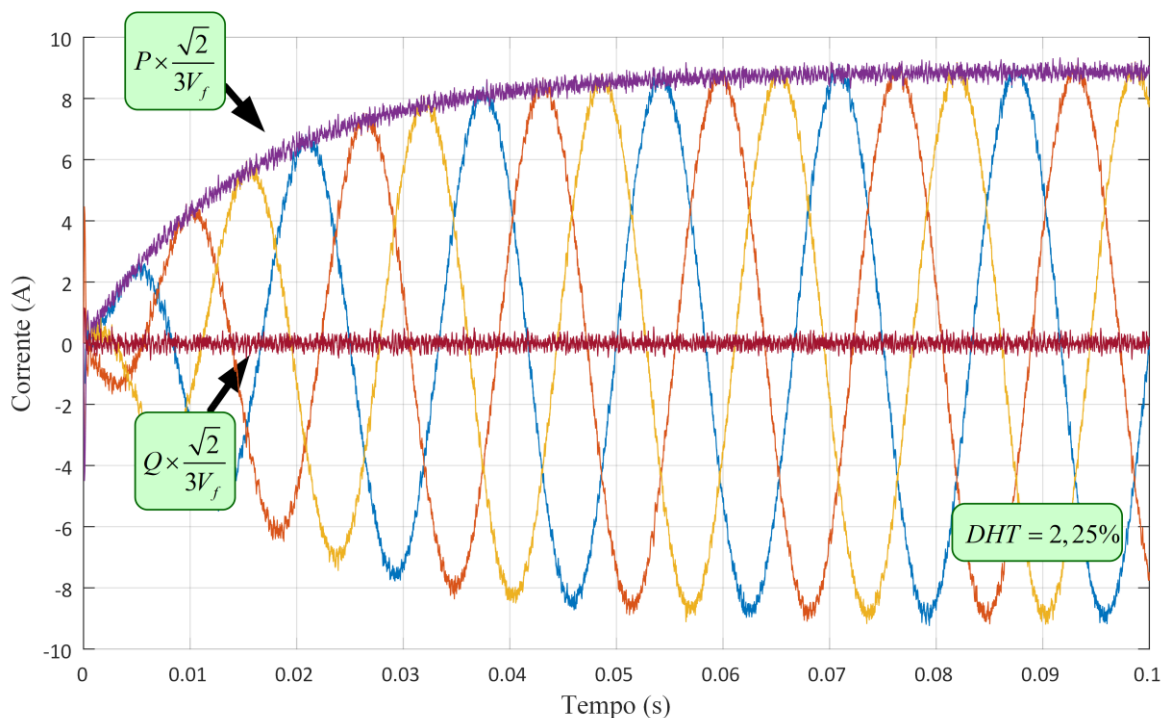
4.2. CONTROLE POR REFERÊNCIA DE POTÊNCIA

Nesta seção analisou-se as simulações realizadas com a inserção de uma malha externa de potência em nível de controle hierárquico superior à da malha de corrente já implementada. Uma das principais vantagens da operação do sistema no eixo dq é a possibilidade de controle desacoplado das potências, essencial para aplicações de GD [57].

4.2.1. Operação com potência reativa nula

Considerando a operação nominal da planta, uma referência de 2400 W foi imposta ao controlador. Na Figura 4.8 estão exibidos os valores de corrente na rede (senoidais) e as potências no eixo síncrono calculadas de acordo com (16) e (17). A potência reativa de referência se manteve nula.

Figura 4.8 Variação das correntes da rede de acordo com a potência ativa

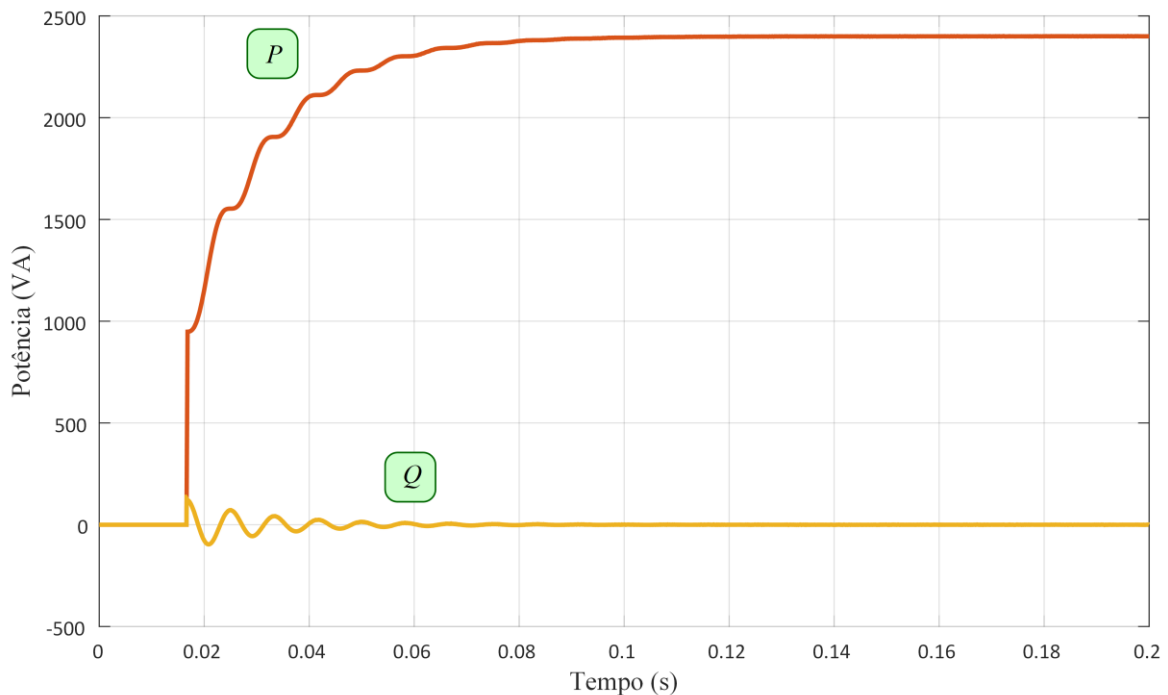


Fonte: Próprio autor

A amplitude das correntes de todas as fases, como esperado, seguiu a potência imposta ao sistema. A DHT calculada indicou uma piora no índice, porém pouco expressivo, considerando que a diferença foi pequena, de 1,85% para 2,25%.

Pela Figura 4.9, nota-se, devido à escolha de uma frequência de cruzamento de ganho reduzida, a dinâmica lenta de resposta da malha de potência. O tempo de estabelecimento foi de cerca de 53,82 ms para $\pm 2\%$ do valor final em regime permanente. Percebe-se também o comportamento oscilatório da potência reativa no instante em que a potência ativa começa a se elevar, o que indica um acoplamento entre as variáveis.

Figura 4.9 Potência trifásica medida a partir de tensão e corrente da rede



Fonte: Próprio autor

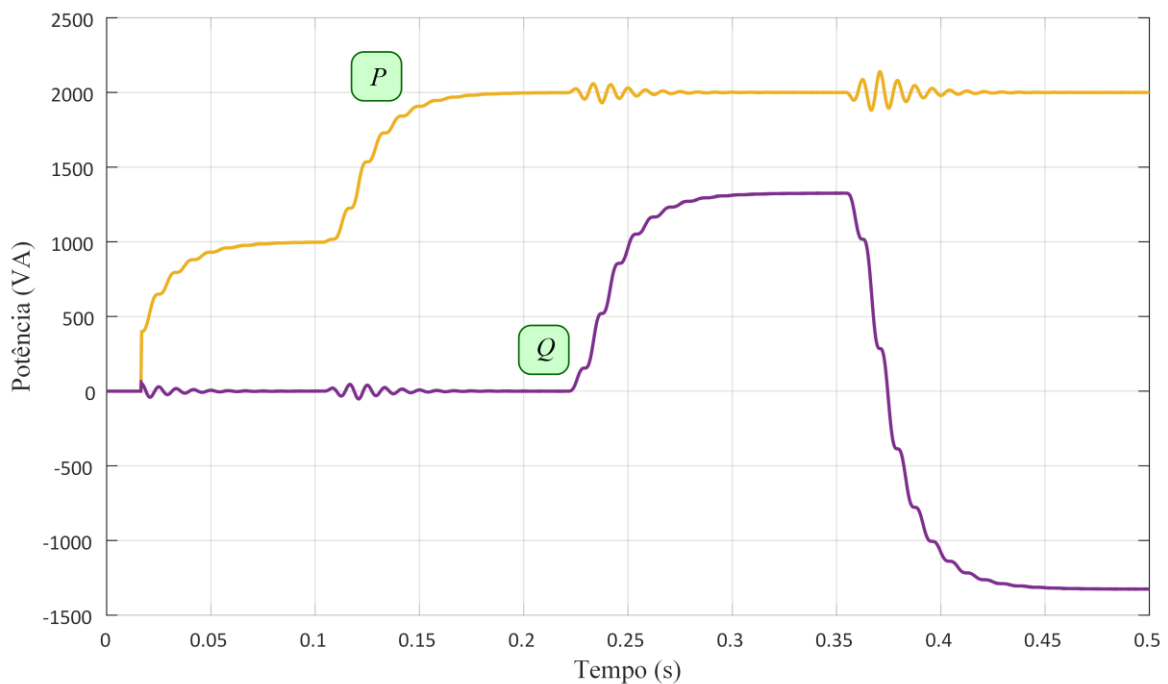
4.2.2. Variação na referência de potência ativa e reativa

Nesta seção, a simulação completa do controle pelas malhas de potência com variação em suas referências foi analisada. Considerou-se neste caso uma potência aparente de 2400 VA. Três variações em degrau foram impostas ao sistema: de 1000 W para 2000 W em 0,1 s; de 0 para 1326 VAr em 0,22 s; e de 1326 VAr para -1326 VAr em 0,35s.

Infere-se pela Figura 4.10, que os valores de potência seguiram a referência com erro nulo em regime permanente em todas as etapas. Novamente, visualiza-se a influência da variação de uma malha sobre a outra, com a oscilação mais evidente no instante de maior transição, em 0,35 s. As respostas, porém, não apresentaram nenhum *overshoot*, devido a velocidade de sua atuação e margem de fase elevada.

A corrente da rede mostrada na Figura 4.11, sob referência de potência reativa positiva e negativa, mantém a mesma amplitude de corrente, alterando apenas sua fase, explícito pelo detalhe da Figura 4.12. Conforme mudança da componente reativa no instante de 0,35 s, observa-se a diminuição da amplitude da corrente e seu posterior aumento, ao cruzar o eixo, modificando a característica do fluxo de potência (de indutivo para capacitivo). A corrente que estava atrasada em relação à tensão se encontra no final adiantada. Esta característica ocorre em todas as fases, como mostrado na Figura 4.13.

Figura 4.10 Resposta das malhas de potência ativa e reativa ao degrau

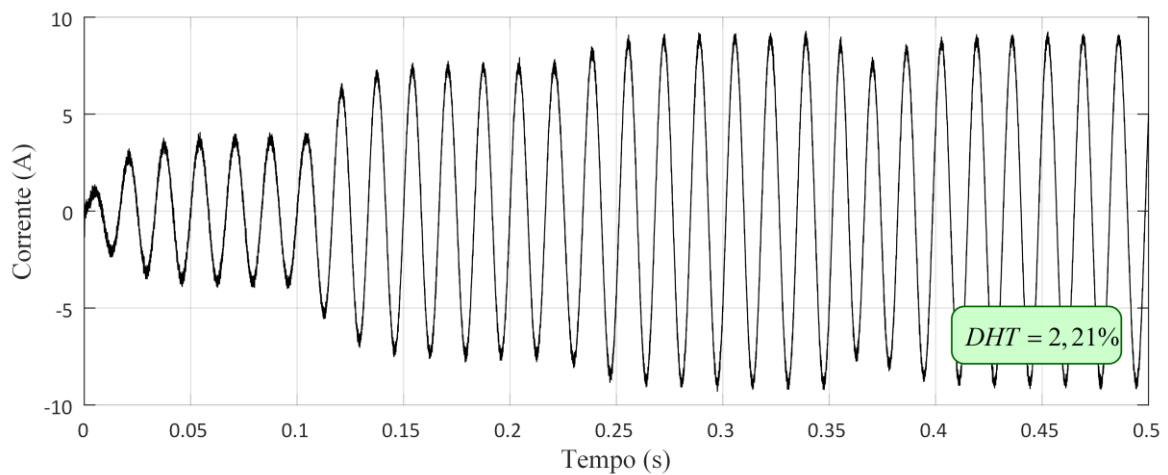


Fonte: Próprio autor

Na Figura 4.14 encontram-se as correntes do eixo direto e de quadratura. Estas seguem a referência com erro nulo e sem *overshoot*. Cabe-se ressaltar que o sentido da corrente em quadratura deve corresponder à potência reativa demandada. Ao se definir uma referência

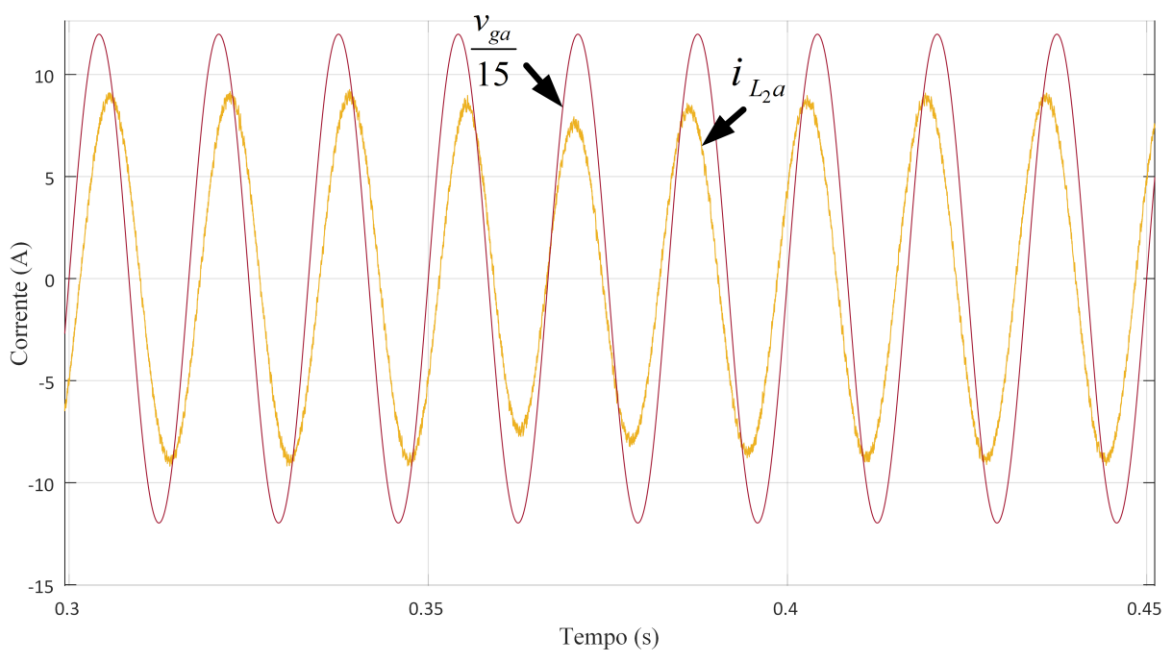
positiva de potência, considerando $P+jQ$, a corrente adquire característica indutiva, apresentando fase negativa já que a tensão do sistema está na referência. A DHT apresentada de 2,21% representa uma baixa taxa da distorção da corrente, mesmo com todos estados de variação de potência.

Figura 4.11 Corrente da rede da fase A sob variação de potência



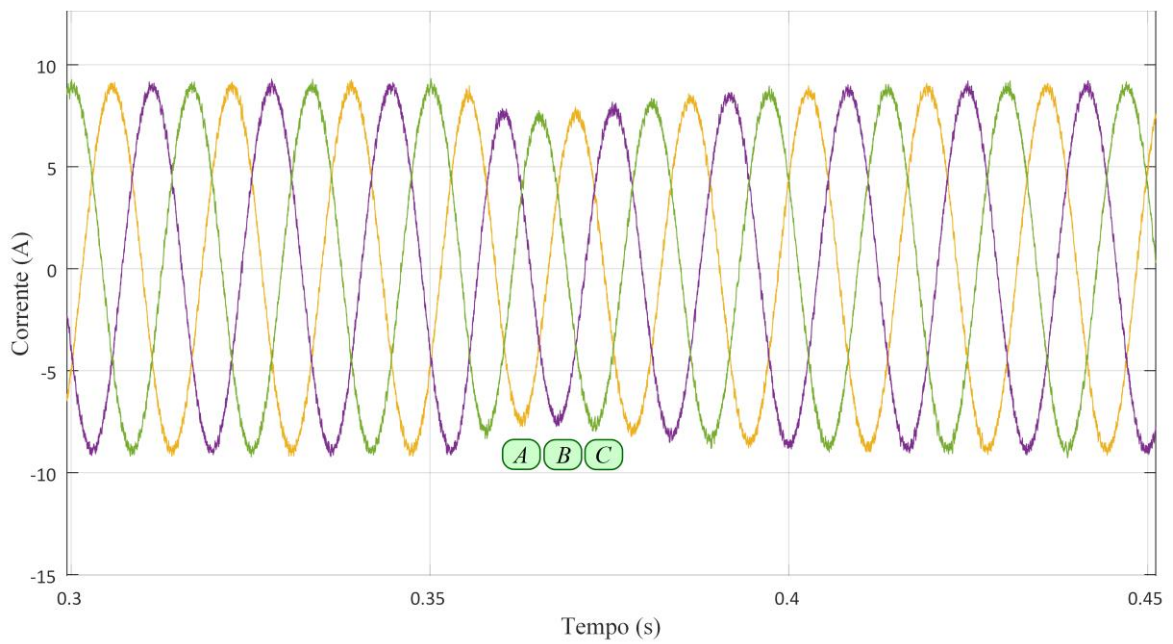
Fonte: Próprio autor

Figura 4.12 Variação de fase da corrente sob mudança do fluxo de reativo



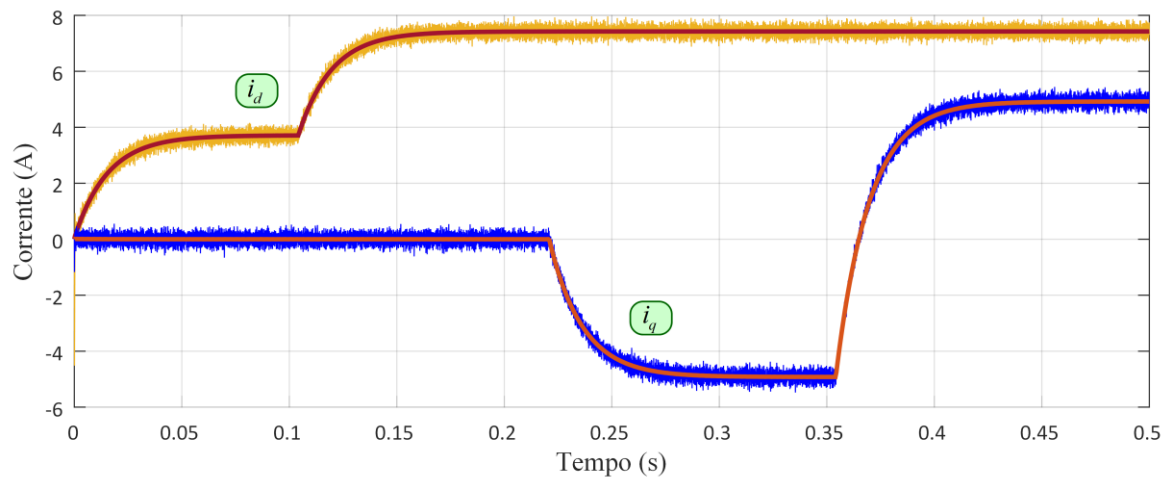
Fonte: Próprio autor

Figura 4.13 Detalhe das correntes da rede no instante de variação de reativo



Fonte: Próprio autor

Figura 4.14 Corrente da rede nos eixos síncronos sob variação de potência



Fonte: Próprio autor

5. CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho realizou-se a modelagem e projeto de um sistema inversor trifásico conectado à rede elétrica através de um filtro LCL. Seu dimensionamento foi realizado de acordo com a metodologia encontrada na literatura, modificando-a para o cálculo do indutor do lado do inversor e o valor do coeficiente de ganho da realimentação da corrente do capacitor. As variáveis foram controladas diretamente no eixo síncrono, com um controlador PI sintonizado de acordo com a própria definição da análise pelos Diagramas de Bode. Simulações alternando a referência entre corrente e potência permitiram verificar a eficiência das duas malhas de controle.

A técnica descrita de dimensionamento dos componentes do filtro se mostrou adequada para o sistema proposto. O valor obtido para o indutor de conexão foi baixo (25,70 μF), de modo que o controle da corrente da rede conseguiu ser realizado com menos esforços. Todos os critérios, como limitação de potência reativa e frequência de ressonância no intervalo proposto entre a de chaveamento e da rede conseguiram ser cumpridos.

A utilização do controle nos eixos estacionários por meio do controlador SRFPI, de modo a desconsiderar o acoplamento entre as variáveis em eixo direto e em quadratura se mostrou eficaz. A simples realimentação direta das correntes ortogonais multiplicadas pela frequência da rede e pela indutância do ramo trouxe instabilidade ao sistema durante os transitórios e durante a inicialização do sistema de controle, sendo, portanto, suprimida.

A sintonia foi feita a partir do equivalente monofásico da planta. A função de transferência de controle da corrente pelo índice de modulação, obtida através da simplificação de blocos da realimentação da corrente do capacitor no sistema, se mostrou mais adequada do que a modelagem do circuito com a inserção de uma resistência. O coeficiente de ganho gerado resultou em um amortecimento efetivo que permitiu a sintonia do controlador PI sem a necessidade de controladores adicionais.

O sistema simulado com a referência de corrente apresentou bons resultados em regime permanente, seguindo amplitude e fase da referência e com uma baixa DHT (1,85%). Ao se aplicar um degrau na referência no momento de pico da corrente, um *overshoot* de 24,69% foi observado. A literatura de controle sobre sistemas contínuos no tempo costuma limitar este valor a 20%. A velocidade estipulada para o controlador tem impacto sobre esta característica. Aumentando o tempo de resposta, este requisito seria cumprido. Há que se ressaltar, no entanto, que o sistema não foi controlado diretamente pela corrente

Com o controle pela malha de potência, nenhum *overshoot* na corrente foi visualizado, dada a velocidade de resposta do controlador (10 Hz). A variação em degrau da potência foi seguida pela referência de corrente. O balanço de potência capacitiva e indutiva também se mostrou adequado. O comportamento oscilatório na resposta de uma potência no instante de variação da outra pode trazer prejuízos para variações mais abruptas e constantes. Cabe-se analisar melhor a influência entre elas, de modo a modificar as velocidades de atuação do controlador.

O desenvolvimento deste trabalho traz também propostas de continuidades, a fim de permitir sua implementação e melhorar as respostas obtidas. Com o objetivo de reduzir o número de sensores no sistema, por exemplo, alternativas como o filtro *Notch* poderiam tentar ser utilizadas. Elimina-se daí a necessidade de realimentação da corrente do capacitor. Variações paramétricas nos valores dos componentes, e também na rede, afetariam sua resposta ótima, porém diversas estratégias tem sido propostas na literatura para estimar e prever este tipo de comportamento. A frequência de corte do filtro poderia ser atualizada dinamicamente de acordo com estes valores, seguindo a nova frequência de ressonância.

Considerando a já realização da transformada de Park para controle da corrente nos eixos síncronos, outra alternativa interessante seria a substituição da modulação SPWM pela vetorial. A modulação seria feita diretamente nos eixos estacionários, sem a necessidade da realização da transformada de Clarke inversa, diminuindo custo computacional. Ela permite também um maior aproveitamento do barramento CC ($2/3$ de V_{DC}), melhorando a eficiência do sistema.

A nível de implementação, o sistema proposto poderia ser discretizado, com a utilização da Transformada Z. Um PI digital com os parâmetros já calculados, mas referenciados para este outro espaço, garantiria o controle da planta. Com isto, dispositivos como DSPs (*Digital Signal Processors*) ou DSCs (*Digital Signal Controllers*) poderiam ser utilizados para o controle deste inversor.

6. REFERÊNCIAS

- [1] REN21, “Renewables 2019 - Global Status Report,” 2019.
- [2] E. Pereira, F. Martins, A. Gonçalves, R. Costa, F. Lopes, R. d. A. S. Ruther, G. Tiepolo, S. Pereira e J. de Souza, Atlas Brasileiro de Energia Solar, vol. 2, São José dos Campos: INPE, 2017, p. 88.
- [3] MME - Ministério de Minas e Energia, “Balanço Energético Nacional 2019: Ano base 2018,” Empresa de Pesquisa Energética, Rio de Janeiro, 2019.
- [4] A. Mohammed, F. Mohammed e M. Ibrahim, “Grid Connected Photovoltaic System,” em *International Conference on Communication, Control, Computing and Electronics Engineering*, Khartoum, 2017.
- [5] D. Soham e N. R. Bhasme, “A Review of Topologies of Inverter for Grid Connected PV Systems,” em *International Conference on Innovations in Power and Advanced Computing Technologies*, Vellore, 2017.
- [6] I. J. Gabe, “Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados à Rede através de Filtro-LCL,” Santa Maria, 2008.
- [7] R. Angelino, G. Carpinelli, D. Proto e A. Bracale, “Dispersed Generation and Storage Systems for Providing Ancillary Services in Distribution Systems,” em *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Pisa, 2010.
- [8] R. Teodorescu, M. Liserre e P. Rodríguez, Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems, John Wiley & Sons, 2011.
- [9] I. Anastatios, P. Kofinas, C. Alafodimos e D. Tseles, “Adaptive Fuzzy Gain Scheduling PID Controller for Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic System,” *Renewable Energy*, pp. 202-214, 26 Abril 2013.

- [10] H. P. Desai e H. K. Patel, “Maximum Power Point Algorithm in PV Generation: An Overview,” em *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Bangkok, 2007.
- [11] Mitsubishi Electric, “Mitsubishi Electric Photovoltaic Module,” PV-UD18MF5 Datasheet.
- [12] T. Esum e P. L. Chapman, “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 2, pp. 439-449, 2 Junho 2007.
- [13] D. Shmilovitz, “On the Control of Photovoltaic Maximum Power Point Tracker via Output Parameters,” *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, nº 2, pp. 238-248, 2005.
- [14] M. A. G. d. Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. d. A. e. Melo e C. A. Canesin, “Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 3, pp. 1156 - 1167, 2013.
- [15] M. Obi e R. Bass, “Trends and Challenges of Grid-Connected Photovoltaic Systems - A Review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, pp. 1082-1094, 27 Dezembro 2016.
- [16] L. Chang, P. Song e C. Diduch, “Development os Standards for Interconnecting Distributed Generators with Electric Power Systems,” em *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, Recife, 2005.
- [17] S. Seo, Y. Cho e K.-B. Lww, “Design of an LCL-Filter for Space Vector PWM in Grid-Connected 3-Level Inverters System,” em *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, 2016.
- [18] M. Liserre, F. Blaabjerg e S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 5, pp. 1281 - 1291, 2005.
- [19] W. Yin e Y. Ma, “Research on Three-phase PV Grid-Connected,” em *IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications*, Melbourne, 2013.

- [20] L. Xin, M. Panwei, H. Genhua e W. Dong, “Study on Control Strategy of LCL Type Single-Phase Grid-Connected Inverter,” em *International Conference on Mechanical, Control and Computer Engineering*, Huhhot, 2018.
- [21] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu e P. Rodríguez, “Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 4, pp. 1205-1217, 2011.
- [22] V. Blasko e V. Kaura, “A Novel Control to Actively Damp resonance in Input LC Filter of a Three-Phase Voltage Source Converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, nº 2, pp. 542-550, 1997.
- [23] M. Liserre, A. Dell'Aquila e F. Blaabjerg, “Genetic Algorithm-Based Design of the Active Damping for an LCL-Filter Three-Phase Active Rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, nº 1, pp. 76-86, 2004.
- [24] M. Büyük, A. Tan, M. İnci e M. Tümay, “A Notch Filter based Active Damping of LLCL Filter,” em *International Symposium on Power Electronics*, Novi Sad, 2017.
- [25] P. Cai, X. Wu, Y. Yang, W. Yao, W. Liu e F. Blaabjerg, “Design of Digital Filter-Based Highly Robust Active Damping for LCL-Filtered Grid-Tied Inverters,” em *4th Southern Power Electronics Conference*, Singapore, 2018.
- [26] H. Ge, Y. Zhen, Y. Wang e D. Wang, “Research on LCL Filter Active Damping Strategy in Active Power Filter,” em *9th International Conference on Modelling, Identification and Control*, Kunming, 2017.
- [27] I. J. Gabe, J. R. Massing, V. F. Montagner e H. Pinheiro, “Stability Analysis of Grid-Connected Voltage Source Inverters with LCL-Filters Using Partial State Feedback,” em *European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, 2007.
- [28] J. M. C. Geldenhuys, H. d. T. Mouton, A. Rix e T. Geyer, “Model Predictive Current Control of a Grid Connected Converter with LCL-Filter,” em *IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, Trondheim, 2016.
- [29] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, P. Rodriguez, A. Timbus e F. Blaabjerg, “Online Grid Impedance Estimation for Single-Phase Grid-Connected Systems Using PQ Variations,” em *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, 2007.

- [30] Y. Liu, R. Bai, D. Wang, W. Ma e L. Wang, “Proportional-Resonant Control Method of Three-Phase Grid-Connected Inverter,” em *26th Chinese Control and Decision Conference*, Changsha, 2014.
- [31] Y. Jia, J. Zhao e X. Fu, “Direct Grid Current Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Mitigating Grid Voltage Disturbance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 3, pp. 1532 - 1541, 2013.
- [32] H. Azani, A. Massoud, L. Benbrahim, B. W. Williams e D. Holiday, “An Active Damping Approach for PR-Based Current Control of Grid-Tied VSI with LCL Filter,” em *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Glasgow, 2016.
- [33] C. Wessels, J. Dannehl e F. W. Fuchs, “Active Damping of LCL-Filter Resonance Based on Virtual Resistor for PWM Rectifiers — Stability Analysis with Different Filter Parameters,” em *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, 2008.
- [34] M. Liang e T. Q. Zheng, “Synchronous PI Control for Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverter,” em *Chinese Control and Decision Conference*, Xuzhou, 2010.
- [35] E. Wu e P. Lehn, “Digital Current Control of a Voltage Source Converter with Active Damping of LCL Resonance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, nº 5, pp. 1364 - 1373, 2006.
- [36] D. Zmood, D. Holmes e G. Bode, “Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, nº 2, pp. 601 - 610, 2001.
- [37] E. Twining e D. Holmes, “Grid Current Regulation of a Three-Phase Voltage Source Inverter with an LCL Input Filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, nº 3, pp. 888 - 895, 2003.
- [38] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz e E. Clarke, “Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components,” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, nº 2, pp. 1248 - 1255, 1951.

- [39] P. S. N. Filho, “Modelagem Matemática Dinâmica para Projeto e Análise de Controle de Tensão do Elo CC de Um Conversor Fotovoltaico Trifásico de Dois Estágios Conectado à Rede Elétrica através de Filtro LCL,” UNICAMP, Campinas, 2017.
- [40] X. Bao, F. Zhuo, Y. Tian e P. Tan, “Simplified Feedback Linearization Control of Three-Phase Photovoltaic Inverter with an LCL Filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 6, pp. 2739-2752, 2013.
- [41] W. Li, X. Ruan e X. W. Donghua Pan, “Full-Feedforward Schemes of Grid Voltages for a Three-Phase LCL-Type Grid-Connected Inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, nº 6, pp. 2237-2250, 2013.
- [42] Y. Shi e J. Su, “An Active Damping Method based on PR Control for LCL-Filter-Based Grid,” em *17th International Conference on Electrical Machines and Systems*, Hangzhou, 2014.
- [43] P. C. Loh e D. Holmes, “Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 2, pp. 644-654, 2005.
- [44] A. J. Xu, B. S. Xie, C. J. Kan e D. L. Ji, “An Improved Inverter-Side Current Feedback Control for Grid-Connected Inverters with LCL Filters,” em *9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, Seoul, 2015.
- [45] R. W. Erickson e D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [46] X. Ruan, X. Wang, D. Pan, D. Yang, W. Li e C. Bao, *Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters*, Singapore: Springer Nature, 2018.
- [47] M. Pastor e J. Dudrik, “Design and Control of LCL Filter with Active Damping for Grid-Connected Inverter,” em *International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, Tatranska Lomnica, 2015.
- [48] N. Geddada e M. K. Mishra, “LCL Filter with Active Damping using PI and SSIR regulators in Synchronous Rotating Reference Frame Current Controller for DSTATCOM,” *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 14, nº 4, p. 309–326, 2013.

- [49] W. Zhao e G. Chen, “Comparison of Active and Passive Damping Methods for Application in High Power Active Power Filter with LCL-Filter,” em *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, Nanjing, 2009.
- [50] G. F. Franklin, J. D. Powell e A. Emamim-Naeini, *Sistemas de Controle para Engenharia*, Porto Alegre: Bookman, 2013.
- [51] S. Tahir, J. Wang, M. H. Baloch e G. S. Kaloi, “Digital Control Techniques Based on Voltage Source Inverters in Renewable Energy Applications: A Review,” *Electronics*, pp. 1-37, 2018.
- [52] W. Al-Saedi, S. W. Lachowicz, D. Habibi e O. Bass, “Power Flow Control in Grid-Connected Microgrid Operation Using Particle Swarm Optimization Under Variable Load Conditions,” *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 49, nº 1, pp. 76-85, 2013.
- [53] Y. Zhang, “Small-Signal Modeling and Analysis of Parallel-Connected Power Converter Systems for Distributed Energy Resources,” University of Miami, Coral Gables, 2011.
- [54] C. Nardi, “Dimensionamento de Filtros Passivos para Conversores Estáticos de Energia,” UTFPR, Curitiba, 2016.
- [55] M. Malinowski e S. Bernet, “Simple Control Scheme of Three-Level PWM Converter Connecting Wind Turbine with Grid,” *Renewable Energy and Power Quality*, vol. 1, nº 2, pp. 88-93, 2004.
- [56] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan e K. Weng., “Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback Active-Damping,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 3, pp. 1239-1253, 2014.
- [57] L. P. Sampaio, “Controle da Injeção de Potências Ativa e Reativa em Inversor de Geração Distribuída Conectado à Rede de Distribuição em Corrente Alternada em Baixa Tensão, Empregando LMIs com Realimentação de Estados e Critérios de “D-Estabilidade”,” UNESP, Ilha Solteira, 2013.
- [58] IEEE Std 519, “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,” 2014.
- [59] ANEEL, “Módulo 8 - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico nacional – PRODIST,” Revisão 10, 2018.